CHRISTIAN GELLERT

aprenda Transmisión en 15 días

Un método ideal de autoenseñanza sin matemáticas

casi leyendo de corrido Ud. llegará a dominar los misterios de la TRANSMISION

EDITORIAL NEO TECNICA

CHRISTIAN GELLERT
con la dirección técnica del
ING. FRANCISCO L. SINGER

APRENDA TRANSMISION EN 15 DIAS

QUINTA EDICION



ARENALES 1258 BUENOS AIRES

Primera edición: 1969
Segunda edición: 1969
Tercera edición: 1973
Cuarta edición: 1976

IMPRESO EN LA ARGENTINA PRINTED IN ARGENTINA

Día 1

AL LECTOR:

Abordaremos un tema que puede ubicarse entre los más interesantes de la Electrónica, pues satisface una necesidad espiritual de los seres humanos: la comunicación entre ellos. Dos personas pueden conversar si están cerca una de otra, pero si están distantes necesitan medios auxiliares como son la telefonía por hilos y la radiocomunicación; precisamente esta última mención es la que nos ocupará en el resto del libro. Bajo el título general de transmisión abordaremos la emisión y la recepción de señales radioeléctricas en sus diversos matices, cuyas particularidades son precisamente los temas sucesivos. Claro, si ponemos una persona aquí, en Buenos Aires, y otra en, digamos, Londres y no usamos cables tenemos que convertir la voz de la primera en una señal de radio, emitirla desde aquí hasta allá y luego convertirla nuevamente en voz; además, realizar el proceso inverso cuando nos contestan desde Londres.

Presentadas las cosas de esa manera parecen fáciles, pero es evidente que además del proceso de la emisión y la recepción habrá otros detalles por tener en cuenta, como ser las reglamentaciones que existen sobre la manera de realizar esas comunicaciones, las posibilidades que brinda cada sistema que se emplea y muchas otras cuestiones que iremos conociendo a medida que avancemos en la lectura del texto. Por ahora abordemos la primera jornada que se ocupará en el estudio de las ondas y su propagación.

ONDAS ELECTROMAGNETICAS

Comenzaremos por aclarar que se habla popularmente de ondas o señales cuando se hace referencia a las *ondas electromagnéticas*, pues hay otras clases de ondas y de señales; hay ondas u olas en el mar, en los cabellos, hay señales de tránsito, luminosas, etc. Nuestro estudio se dedicará a las ondas o señales de radio, también llamadas radioeléctricas, cuyo nombre científico es el del título que encabeza estas líneas. Podemos decir que se trata de perturbaciones que ocurren en la configuración del éter que nos rodea y que son provocadas por el hombre, pero esta afirmación adquiere un tono de misterio que será develado a medida que desarrollemos nuestro tema. Queda entendido que hablaremos de ondas o señales, indistintamente, sin colocarle los aditamentos aclaratorios, pues es evidente que nos referimos a las que hemos mencionado expresamente.

Para comprender qué es y cómo se produce una onda debemos mencionar primero algunos fenómenos conocidos seguramente por los lectores que hayan estudiado un poco de Física, y partir de ellos para describir las condiciones de formación de la onda.

Fenómenos básicos. Formación del campo magnético

Hay dos fenómenos que pueden considerarse básicos o fundamentales en el estudio de las ondas; el primero es el de la formación de un estado magnético en torno de los cables que conducen corriente eléctrica y el segundo es el de la inducción de cargas eléctricas por un campo magnético. Si el lector no los ha estudiado o no los recuerda, le recomendamos que lea con atención lo que sigue porque repasaremos esos principios.

Comencemos por el primero de los fenómenos básicos. La figura 1 nos muestra un cable o conductor que está recorrido por una corriente

eléctrica; claro, un pedacito así de cable no puede ser real pues falta la fuente que lo alimenta para que tengamos esa corriente, pero el hecho es que tomaremos un trozo de un cable

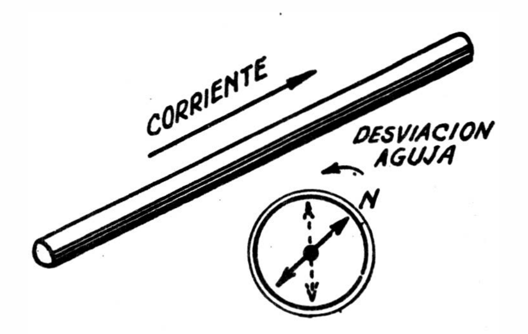


Fig. 1. — Acercando una brújula a un cable recorrido por corriente eléctrica la aguja de aquélla sufre una desviación.

que pertenece a un circuito cualquiera, y por ese cable está pasando una corriente. Si acercamos una brújula a ese cable observaremos de inmediato que la aguja de la brújula sufre una desviación; si cortamos la corriente del cable, la aguja vuelve a su lugar. Resulta evidente que en torno del cable hay un estado magnético, puesto que es lo único que puede hacer desviar a la aguja de la brújula, que no es otra cosa que un pequeño imán.

Este estado magnético que ocurre allí se llama zona o *campo magnético* y si se desplaza la brújula alrededor del cable se encuentran lugares de idéntica intensidad magnética que están a iguales distancias del centro del campo. Entonces se ha convenido en representar al campo

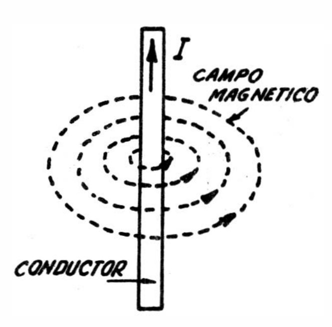


Fig. 2. — En torno de un cable recorrido por una corriente eléctrica se forma un campo magnético, cuyas líneas de fuerza son concéntricas con el cable.

magnético como formado por líneas que unen los puntos de igual fuerza o intensidad; esas líneas en el caso del cable, son circunferencias concéntricas con el cable. Entonces comprenderemos el dibujo de la figura 2 que nos muestra el cable rodeado de círculos en líneas de trazos; esos trazos son lo que se llaman las líneas de fuerza del campo magnético.

Obsérvese también que hemos puesto unas flechas de dirección en las líneas de fuerza. Ello es porque en los fenómenos magnéticos se reconoce una polaridad, que tiene dos signos o polos y que se llaman *norte* y *sur*; en los fenómenos eléctricos reconocemos dos polos: el positivo y el negativo; y decimos que la corriente va de un polo, el positivo, al otro polo, el negativo. En los fenómenos magnéticos las líneas de fuerza van del polo norte al polo sur; luego, podemos poner flechas que indican ese sentido.

Volviendo a la figura 2, tenemos que la corriente en el cable circula de abajo hacia arriba;

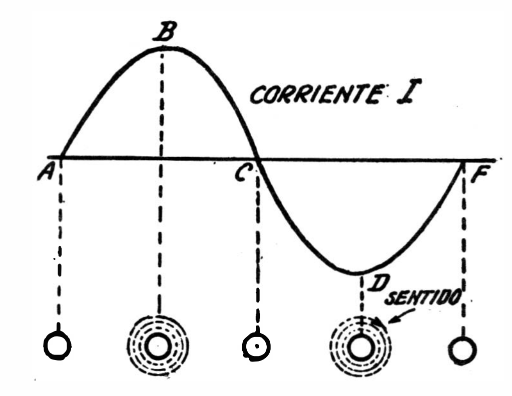


Fig. 3. — Cuando la corriente circulante es alternada, el campo magnético adquiere intensidades y sentidos concordantes con los valores que toma la corriente.

a ese sentido de circulación corresponde un campo magnético cuyo sentido se indica con las flechas en los círculos punteados. Si invertimos el sentido de circulación de la corriente ocurrirá que se invierte también el sentido del campo magnético; en consecuencia, si invertimos la flecha dentro del cable debemos invertir también las que tienen los círculos que representan las líneas de fuerza.

Y ahora viene lo que puede considerarse muy importante para nuestro estudio: ¿qué ocurrirá si por el cable hacemos circular corriente alternada? Como es sabido, la corriente alternada se caracteriza por tener su intensidad continuamente variable y cambiar su sentido de circulación con una cierta frecuencia. Si la representamos gráficamente tenemos la conocida curva que vemos en la parte superior de la figura 3, y que se llama *senoide* o sinusoide. Quiere decir que en un instante dado, como el *A*, la corriente tiene intensidad nula, o sea que no circula co-

rriente; luego comienza a crecer la intensidad hasta alcanzar un valor máximo, instante *B*; luego decrece hasta llegar al instante *C* en que otra vez vale cero y aquí se invierte el sentido de circulación, crece su valor hasta llegar a un máximo igual al anterior, instante *D*, para decrecer hasta *F* y recomenzar el ciclo. Cuando se habla de una corriente alternada hay que expresar su intensidad máxima y la cantidad de veces que ocurre un ciclo completo como el descripto, cantidad que se llama *frecuencia*, y da esa cantidad en cada segundo de tiempo. A título informativo, la corriente alternada que usamos en nuestras casas tiene una frecuencia de 50 ciclos por segundo.

Volviendo a la figura 3, debajo hemos dibujado circulitos que representan un corte del cable que teníamos en la figura 2. Veamos qué pasa con el campo magnético que produce una corriente de este tipo. En el instante *A* no circula corriente por el cable, luego no hay campo magnético; en el instante *B* hay corriente y habrá campo, con un cierto sentido que marca la flecha; claro que este campo empezó a producirse en seguida que salimos del instante *A* y creció juntamente con el crecer de la corriente y después de *B* decrece hasta llegar al instante *C* en que se anula. Ahora tenemos una inversión del sentido de la corriente y por consiguiente comienza a formarse otra vez el campo magnético pero con sentido contrario, llega a su valor máximo en *D* y drecrece hasta anularse en *F*. Resulta que el campo magnético producido por una corriente alternada es alternado y en la zona en torno del cable se produce un desplazamiento permanente de las líneas de fuerza, pues al aparecer y desaparecer todo ocurre como si salieran del cable hacia afuera y volvieran a concentrarse en él. Recomendamos observar bien este fenómeno, pues esos desplazamientos dan lugar a otros fenómenos que estudiaremos muy pronto.

Inducción de cargas eléctricas

Veamos ahora el segundo fenómeno básico que habíamos mencionado, o sea el de la inducción de cargas eléctricas por acción magnética. Tomemos la figura 4 que nos muestra un imán con sus polos norte y sur. Entre esos extremos tenemos evidentemente un campo magnético cuyo sentido va del norte al sur. Tomemos ahora un trozo de cable y movámoslo rápidamente de modo que barra el campo magnético; en la figura ese movimiento sería de izquierda a derecha siguiendo un plano horizontal. Se comprueba que en el cable se produce un desplazamiento de cargas eléctricas. Si pusiéramos un voltímetro muy sensible conectado entre los extremos del cable indicaría la existencia de una tensión eléctrica; si cerramos el circuito circularía una corriente eléctrica. Este principio es tan real que los generadores y motores eléctricos funcionan en virtud de él.

Ese desplazamiento de cargas a lo largo del conductor se cumple en un determinado sentido; si después que el cable llegó a la posición derecha lo movemos bruscamente hacia la izquierda se produce otra vez el fenómeno, pero el sentido del desplazamiento de cargas es contrario al anterior. Es fácil deducir el resto: si movemos rápidamente el cable en vaivén se producirá en

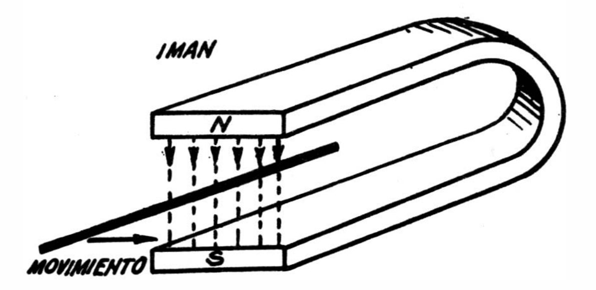


Fig. 4. — Si desplazamos rápidamente un conductor dentro de un campo magnético se produce un desplazamiento de cargas en el conductor.

el cable una suerte de corriente alternada, si es que podemos llamar corriente al desplazamiento de cargas. Pero lo importante es que es alternado y por tanto tenemos un fenómeno que en cierto modo es inverso al explicado en la figura 3. ¿Podemos combinar de alguna manera ambos fenómenos? La proposición es apasionante y la consideraremos inmediatamente.

Formación de la onda

Tomemos otra vez el cable de la figura 2 y llevémoslo a la figura 5. Hacemos circular por él una corriente alternada para que se produzca el fenómeno de la figura 3. Tendremos entonces en torno del cable un campo magnético alternado. Pero ahora volvamos a la figura 4 y dejando quieto al cable que está allí movamos el imán en vaivén de modo de barrer el cable con el campo magnético. ¿Se produce la inducción de cargas eléctricas antes explicada? Claro que se produce; luego, un campo movedizo produce un desplazamiento de cargas eléctricas, o sea un campo eléctrico, puesto que así se llama. Veamos entonces: el cable recorrido por una corriente alternada *I* produce en su alrededor un cam-

po magnético H_1 que es alternado; este campo por tener líneas de fuerza que se desplazan induce cargas eléctricas en movimiento que se representa en forma de círculos concéntricos de trazo lleno, el E_1 de la figura, y que aparece desplazado hacia la derecha con respecto al cable. Pero las cargas eléctricas en movimiento equivalen a una corriente eléctrica y entonces ese campo E_1 formará un nuevo campo magnético H_2 también alternado, éste formará un nuevo campo eléctrico E_2, éste uno magnético H_3 y así siguiendo. Cada campo se forma desplazado un poco más hacia la derecha como si partiendo del cable el fenómeno se desplazara o se *propagara.* El fenómeno no es otra cosa que la formación y propagación de la onda electromagnética de que habíamos hablado.

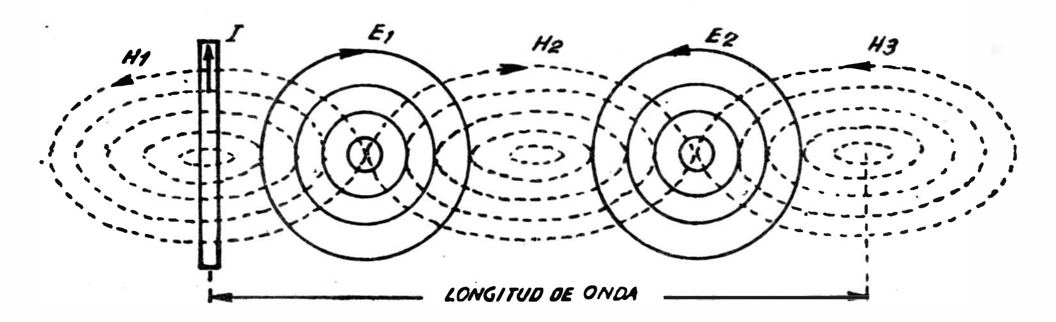


Fig. 5. — Una corriente de alta frecuencia que recorre un cable da origen a una serie de campos magnéticos y eléctricos sucesivos, cuyos planos son perpendiculares entre sí, y que se propagan en el espacio.

No hace falta destacar la importancia del hecho que acabamos de explicar. Todas las ondas de radio se forman de tal manera. La propagación en el espacio libre se realiza con una velocidad muy elevada, 300 millones de metros por segundo. Veamos ahora las características de esa onda.

Longitud de onda

Por ahora no entraremos a considerar si la onda se propagará a gran distancia o desaparecerá muy cerca; eso depende de la frecuencia de la corriente que la produjo, que es también la frecuencia de la onda, puesto que esa onda es alternada. Primero estableceremos una relación muy importante que vincula las tres cifras inherentes a cada onda.

Si observamos la figura 5 vemos que un ciclo completo del fenómeno se cumple desde el centro del conductor hasta el centro del campo H_3, porque H_3 es igual a H_1 y puede considerarse que en H_3 comienza nuevamente el fenómeno. Entre esos dos centros hay una distancia física que se llama *longitud de onda.* Se la designa con la letra griega λ (lambda).

El tiempo que transcurre desde que el fenómeno empieza en el centro del cable hasta que llega al centro de H_3 podemos conocerlo; es exactamente el tiempo que dura un ciclo de la corriente alternada que produjo el fenómeno. Y como conocemos la frecuencia de la corriente alterna podemos calcular muy fácilmente el tiempo. En efecto, si una corriente alterna tiene 50 ciclos por segundo, cada ciclo tarda 1/50 de segundo o sea 0,02 de segundo; y en general basta dividir la unidad uno por la frecuencia para tener el tiempo que dura un ciclo, tiempo que se llama *período,* y que se designa con la letra T. La frecuencia se designa siempre con la letra f.

¿Qué relación hay entre esos tres datos, la longitud de onda, la velocidad de propagación y la frecuencia o el tiempo de un ciclo? Es fácil encontrarla. Todos sabemos que si un coche corre a 100 Km/h, durante 2 horas, recorrerá una distancia de 200 Km, y lo sabemos porque multiplicando la velocidad por el tiempo encontramos la distancia. Apliquemos ese criterio a la onda.

Llamemos a la velocidad de la onda V, a la distancia recorrida en un ciclo λ, puesto que esa distancia es la longitud de onda, y al tiempo que se tarda en recorrerla T, puesto que es el período; es evidente que:

$$\lambda = V\,T$$

y como multiplicar por T es lo mismo que dividir por f, ya que son cantidades inversas, según se demostró anteriormente, tenemos también que la longitud de onda se calcula dividiendo la velocidad por la frecuencia:

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

Esta relación que hemos encontrado es muy importante, puesto que la velocidad de propagación de las ondas es conocida, 300 millones de metros por segundo, y si la frecuencia la tomamos en millones de ciclos por segundo, lo que se llama Megaciclos por segundo, podemos encontrar la longitud de onda dividiendo directamente la cifra 300 por esa frecuencia:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

Y podemos adelantar que el dato de la longitud de onda es indispensable para dimensionar antenas, ya que como veremos más adelante en ellas se forman ondas cuyas relaciones son las mismas que hemos estudiado.

Por ejemplo, una onda de 30 Mc/s tiene una longitud de 300/30 = 10 metros. Esto quiere decir que una onda formada por una corriente alterna de 30 millones de ciclos por segundo, común en radio, produce fenómenos como el ilustrado en la figura 5 cada 10 metros. Una antena para emitir esa onda deberá tener 10 metros de largo, aunque veremos que a veces se dimensiona con la mitad o la cuarta parte de esa medida.

Lo que ya no podemos callar es que no debe pensarse que una corriente alterna de baja frecuencia, como la de la red eléctrica domiciliaria, puede formar ondas capaces de propagarse en el espacio. La onda que forma una corriente de ese tipo se amortigua en torno mismo del cable por ser un fenómeno muy lento. Si con esa onda hacemos vibrar un cuerpo metálico se forma una onda sonora y ella se propaga a cierta distancia. Las ondas cuyas frecuencias llegan hasta unos 20 mil ciclos por segundo son las ondas sonoras. Para conseguir propagación electromagnética se necesitan frecuencias mayores, y recién por encima de los 20 mil c/s, que pueden llamarse 20 Kc/s (Kilociclos por segundo) comienzan a comportarse como ondas radioeléctricas. Una primera clasificación de las ondas las agrupa entonces en dos tipos: las que producen ondas sonoras se llaman de audiofrecuencia y las que producen ondas de radio son las radiofrecuencias (A. F. y R. F., respectivamente). Y dentro de las radiofrecuencias se ha hecho una clasificación adicional:

R. F. bajas	20 Kc/s - 100 Kc/s
R. F. medias	100 Kc/s - 1,5 Mc/s
R. F. elevadas	1,5 Mc/s - 30 Mc/s
R. F. ultraelevadas	más de 30 Mc/s

Si bien la clasificación precedente es convencional, conviene que el lector la conozca para ubicarse en el tema cuando se habla de una onda determinada comprendida entre algunos de los límites fijados por el cuadro anterior. Por ejemplo, un receptor de onda larga, así llamado popularmente, es capaz de captar señales de ondas medias y uno de onda corta y larga puede captar señales de ondas medias y elevadas, excepcionalmente las ultraelevadas. Las ondas de televisión son ultraelevadas, pero dentro de ese campo hay una segunda clasificación, pues se subdividen en V. H. F. (del inglés, muy altas frecuencias) y U. H. F. (ultra altas frecuencias), correspondiendo las primeras a los canales normales de TV del 2 al 13 y las segundas a los canales que funcionan con señales de frecuencias mucho mayores, cosa que no tenemos en nuestro medio en la actualidad.

Las ondas en el espacio

Ya sabemos cómo se forma la onda radioeléctrica o electromagnética en un trozo de conductor, el cual no es otra cosa que lo que estudiaremos más adelante como *antena emisora*. En

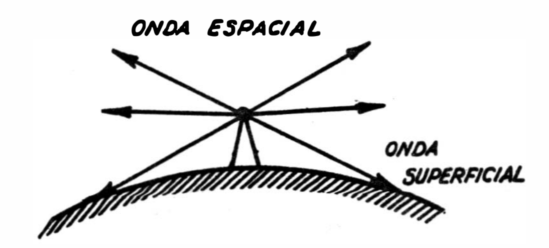


FIG. 6. — Las ondas que irradia un cable emisor salen en todas direcciones hacia el espacio.

efecto, colocando un cable en el espacio y haciéndole pasar una corriente de alta frecuencia (R. F.), lo convertimos en un generador de ondas o antena emisora. Desde él se propagan al espacio las ondas, pero no en la forma como lo estudiamos en la figura 5, en una sola dirección, sino en todas direcciones. Es como si pensamos en las ondas luminosas que irradia una lámpara; salen en todas direcciones a menos que coloquemos un reflector para orientarlas en una única dirección. Esto también se puede hacer con las ondas de radio mediante las antenas direccionales, tema que veremos mucho más adelante. Por ahora tenemos un cable irradiante del cual emergen ondas en todas direcciones.

Pongamos ese cable en el aire, suspendido a cierta altura de la Tierra y veamos la figura 6. Las ondas salen del cable y se dirigen hacia el espacio; algunas se dirigen hacia la Tierra, cho-

cando con ella. Las primeras se llaman ondas espaciales y las segundas ondas de superficie. Lo primero que se piensa es que las ondas espa-

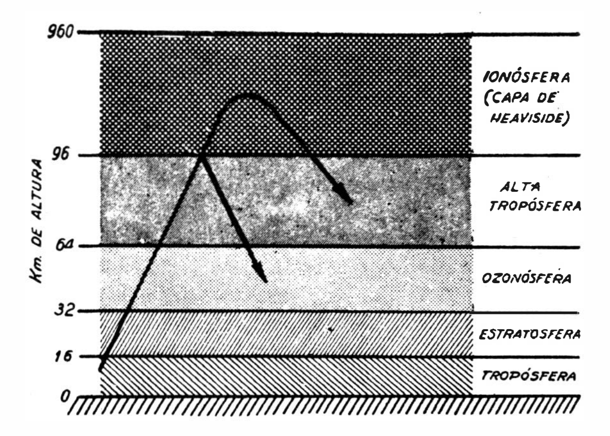


FIG. 7. — La Tierra está envuelta por capas de distinta composición que se comportan de diferente manera al llegar a ellas las ondas radioeléctricas.

ciales se pierden al propagarse hacia el infinito mientras que las de superficie pueden llegar hasta una antena receptora. Esta presunción no es exacta, puesto que las ondas espaciales pueden ser captadas debido a que sufren una reflexión en las capas de la atmósfera y vuelven a la Tierra. Para comprender esto veamos la figura 7 que nos lo aclara debidamente.

La Tierra está rodeada de una capa gaseosa que forma subcapas concéntricas, como envolturas paralelas. Los rayos solares afectan de modo diferente a estas capas, provocando la ionización de los gases contenidos en ellas, haciéndolos conductores de cargas eléctricas en mayor o menor grado. Por esta razón esas capas reciben distintas denominaciones y según el grado de ionización son penetradas por las ondas de

nes por medio de satélites especiales. La figura 7 muestra lo que pasa con dos ondas de diferente frecuencia, las que se reflejan en capas diferentes y vuelven a la Tierra. Lo interesante es que la capa de máxima ionización, llamada de Heaviside, presenta distinto comportamiento según sea de día o de noche. Durante la noche aumenta su poder reflectante y favorece las comunicaciones.

Establecido ya que según la frecuencia la onda se refleja en una cierta capa de la atmósfera, veamos la figura 8 que nos muestra que una onda determinada puede reflejarse varias veces, chocando con la capa ionizada, luego con la Tierra, otra vez a la capa y así sucesivamente; esto permite llegar desde una antena emisora *A* hasta una antena receptora *B* colocada a gran distancia. Obsérvese que el rayo directo no hubiera podido llegar hasta el punto *B*; pero esto lo podemos ver más claro en la figura 9. Aquí la onda espacial se ha indicado como rayo reflejado y la onda superficial como rayo directo, ya que esas denominaciones son coincidentes. El rayo directo que sale de la antena emisora *A*

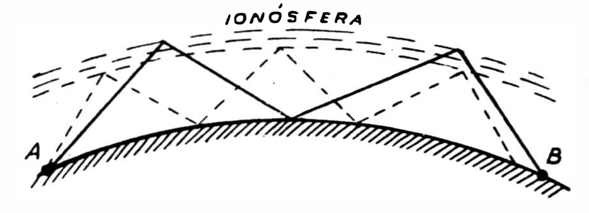


FIG. 8. — Las ondas sufren reflexiones sucesivas entre la Tierra y la capa ionizada o ionosfera.

puede llegar a un punto tal como el *B* que está más lejos que el de contacto con la tierra *O*, pero no puede llegar al *C*. El punto *B* puede estar tanto más alejado del *A* cuanto más ele-

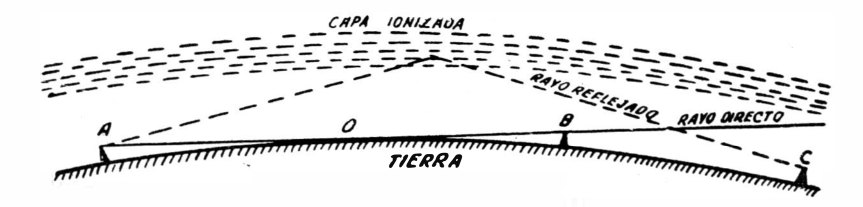


FIG. 9. — Comportamiento de los rayos directo y reflejado que salen de una antena emisora y son captados por una antena receptora.

radio en un grado diferente, el cual depende de la frecuencia de la onda. A mayor frecuencia mayor penetración, y si aumentamos más la frecuencia la onda atraviesa todas las capas y se pierde en el espacio. En realidad no siempre se pierden pues se han realizado experiencias de ondas enviadas ida y vuelta a la Luna, a los satélites artificiales y hay en servicio comunicacio-

vadas se coloquen las dos antenas, la emisora y la receptora. Pero el rayo reflejado llega siempre más lejos.

Hay algunas particularidades que conviene destacar al hablar del comportamiento de las ondas en el espacio. La primera se refiere a las *zonas de silencio o marginales,* cuya explicación surge de la figura 10. Ocurre que según sea la

frecuencia de la onda emitida, el rayo directo tiene un alcance determinado, que depende de la altura de las antenas emisora y receptora. Esta primera zona es un gran círculo que abarca

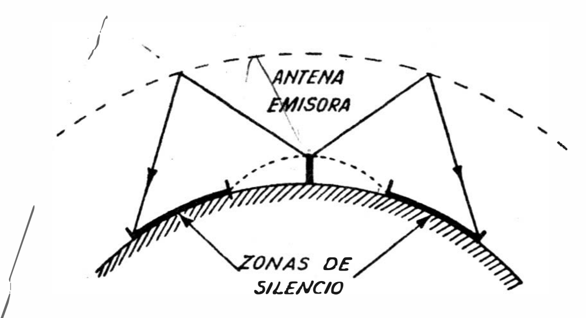


FIG. 10. — Formación de las zonas marginales o de silencio en la emisión de ondas radioeléctricas que salen de una antena.

un radio de unos cuantos kilómetros. Para las alturas comunes de antenas ese radio está comprendido entre 50 y 100 Km. Después tenemos el rayo reflejado que vuelve a la Tierra al reflejarse en la atmósfera, pero el punto de llegada a la Tierra geenralmente está un poco más allá de la zona de alcance directo. Luego, se produce una zona a la que no llegan ninguna de las dos ondas, ni la directa ni la reflejada; tal zona es la *de silencio,* y su forma es la de una corona circular con centro en la antena emisora, ya que las ondas se propagan en todas direcciones. Cambiando la frecuencia se modifica la zona de silencio y puede incluso llegarse a anularla; de aquí que las comunicaciones se cumplen según cartas o mapas especiales llamados radioeléctricos.

La otra particularidad es el *eco radioeléctrico.* Para comprenderlo veamos la figura 11. Una onda sale de la antena emisora *A* y se propaga mediante reflexiones sucesivas según lo vimos en



FIG. 11. — Forma como se produce el eco electromagnético.

la figura 8, llegando a la ant a receptora *B.* Pero otra onda que sale de la misma antena *A* puede llegar a la receptora *B* dando vuelta a la Tierra en el sentido opuesto a la primera; tenemos así que al punto *B* llegan dos ondas de la misma emisión, pero como el tiempo que tardan ambas es diferente, la llegada de la segunda se produce un poco más tarde y eso se percibe en la recepción como si fuera un eco. El fenómeno causa en realidad una molestia en la recepción y se soluciona de diversas maneras, la más

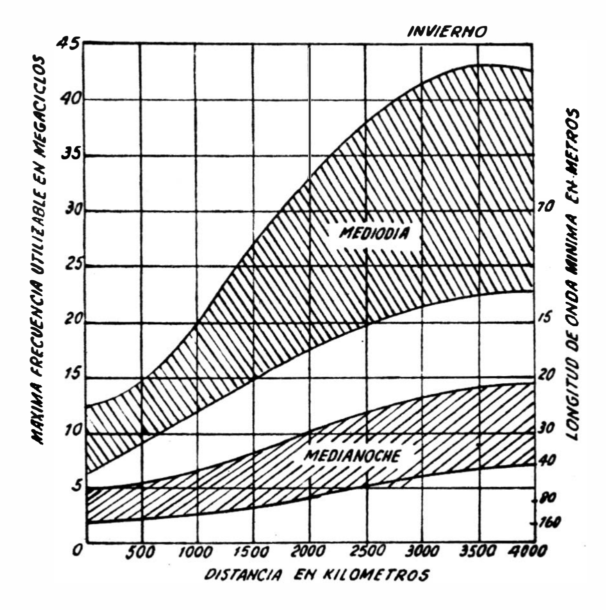


FIG. 12. — Carta de comunicaciones radioeléctricas durante la temporada de invierno, que da las frecuencias y longitudes de onda según la distancia a cubrir.

simple de las cuales es hacer que la antena receptora capte señales de una única dirección. Este tema será tratado más adelante.

Cartas radioeléctricas

Las organizaciones dedicadas a las comunicaciones radioeléctricas realizan constantes estudios sobre las posibilidades de las comunicaciones entre distintas regiones de la Tierra, pues ellas dependen del lugar, de la época del año, de la hora del día y de la actividad solar. Esos estudios se traducen en las llamadas *cartas* que dan las mejores frecuencias según las distancias y los otros factores enumerados. Una carta sirve solamente como orientación, ya que sus datos se alteran por muchos factores, pero consideramos de interés para el lector que observe cómo son esas cartas, habiéndose tomado dos que corresponden a nuestra zona.

Veamos primero la figura 12 que da una carta para la temporada de invierno. Observamos en ella dos zonas rayadas, una para el día y otra para la noche. Los límites de esas zonas marcan las condiciones de máxima y mínima actividad solar.

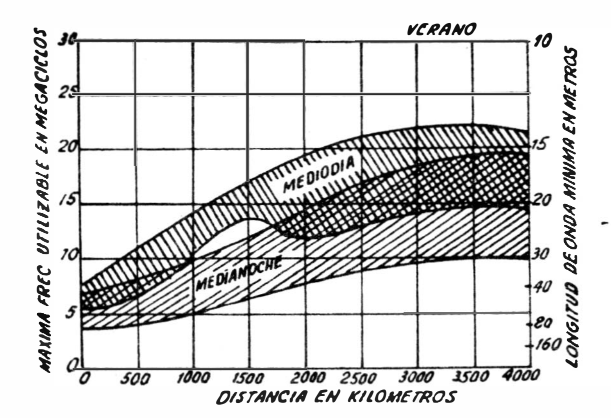


FIG. 13. — Carta de comunicaciones radioeléctricas similar a la de la figura 12, pero válida para la temporada de verano.

Para usar esta carta supongamos que queremos establecer una comunicación con un punto que dista 2.000 Km de nosotros; la hora de actividad será al mediodía; si entramos en el eje horizontal con la distancia y buscamos el centro de la zona rayada superior, para colocarnos en un término medio, leemos en el eje vertical la frecuencia máxima de 25 Mc/s; éste será el dato de la máxima frecuencia que nos conviene utilizar para nuestro caso.

La otra carta, dada por la figura 13, corresponde a la época de verano, y como la actividad solar es diferente tiene distintos valores que la que vimos antes. Al lector le será útil probar de usar estas cartas pues si no tiene idea de las mismas puede caer en gruesos errores cuando trate de elegir la frecuencia de trabajo para su transmisor para realizar comunicaciones con aficionados de ciertos países de su interés.

Intensidad de la señal

Ya conocemos el mecanismo de la emisión de ondas radioeléctricas desde una antena colocada en el espacio. Esas ondas se propagan en todas direcciones y se reflejan en la atmósfera llegando nuevamente a la Tierra; según sea la intensidad de la corriente que las genera y su frecuencia llegarán a determinados puntos con intensidad diferente. Como tenemos que captar esa onda con una antena receptora, hay un detalle muy importante que debemos conocer y es el referente a la intensidad que tendremos en el punto de captación. Ya el lector habrá intuido que las ondas en su viajar por el espacio sufren una pérdida o amortiguación, de modo que la intensidad del campo en la zona que rodea a la antena emisora será mucho mayor que la intensidad del campo que forma dicha onda en otros lugares de la Tierra. Interesa mucho conocer la intensidad del campo electromagnético en la zona de captación, porque de ese modo podemos diseñar un receptor capaz de captarla y convertirla en sonido que podremos escuchar. Es evidente que si la onda se irradia con una intensidad muy pequeña, cuando llegue a nuestra antena receptora no será posible captarla con eficiencia, pues los ruidos que inevitablemente se agregan a la onda en su viaje por el espacio harán ininteligible el sonido.

Para establecer cifras de comparación que sirvan para proyectar los receptores se ha fijado una norma para medir la intensidad del campo electromagnético. Supongamos que se colocan dos chapas paralelas en el espacio, en la forma que muestra la figura 14. Si las separamos más, podremos captar una mayor intensidad de campo y si las acercamos, esa intensidad será menor. La norma fija una distancia de un metro entre chapas. La intensidad del campo eléctrico en

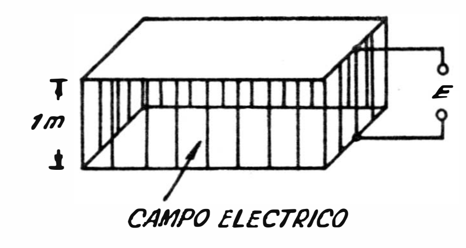


FIG. 14. — Concepto para fijar la intensidad del campo eléctrico de una irradiación de onda.

este caso la medimos en Volt, de manera que se establece una cifra de tantos Volt por metro de altura o distancia entre chapas. En la práctica el Volt resulta una unidad muy grande dadas las cifras pequeñas de la intensidad del campo y se prefiere usar la millonésima parte de esa unidad, el *microvolt*. Así se habla de una intensidad de señal de tantos microvolt por metro. Aclaramos que no hace falta colocar las chapas, pues hay aparatos que miden dicha intensidad en forma directa, pero lo que debe conocerse es el concepto fijado para determinar la intensidad de la señal y la unidad que se usa habitualmente.

Se estila fijar para los receptores de comunicaciones la cifra de intensidad de la señal que puede captar bajo ciertas condiciones, o sea

rindiendo un cierto nivel sonoro en su salida. Esa cifra se llama *sensibilidad* del receptor y se da en microvolt por metro, o en el lenguaje sintético de los aficionados a la radio, en microvolt directamente. Es la tensión E de la figura 14 que permite a un receptor poner en el parlante una salida de cierta potencia, que algunas normas fijan en 50 miliwatt. Obsérvese que si un receptor tiene una sensibilidad de 10 microvolt, es más sensible que otro que tiene 20 microvolt, pues esas cifras indican que el primero necesita menor intensidad de señal captada para dar la misma salida en parlante.

Tipos de señales. Ondas A_1

Sabemos cómo se produce una onda en un cable que oficia de antena emisora y cómo se propaga a través del espacio llegando a cualquier antena receptora que se encuentre en otro lugar. Pero el objetivo de formar ondas, emitirlas y recibirlas es establecer una comunicación entre dos puntos y si llega la onda y nos produce una corriente de alta frecuencia en la entrada del receptor, toda la información que tenemos es que la onda llegó. Necesitamos algo más y es transmitir un mensaje.

La primera idea que surge es cortar la onda a intervalos regulares, según un código determinado, de modo que el que recibe ese tren de ondas pueda interpretar el mensaje transmitido. El código más empleado usando esta idea es el *Morse*, que consiste en convertir cada letra en una combinación de puntos y rayas; los puntos son ondas de corta duración y las rayas son ondas que duran un tiempo tres veces mayor que los puntos.

Para comprender mejor esto mostramos la figura 15, donde puede verse que la onda, que se representa como una serie de senoides, ya que se trata de un fenómeno alternado, forma trenes de distinta duración, separados por intervalos cuya duración equivale a la de un punto. Para formar estos trenes se da corriente de R. F. a la antena emisora y se la interrumpe mediante una llave especial llamada *manipulador*; el operador va formando las combinaciones de puntos y rayas para tener letras, deja entre cada letra espacios equivalentes a la duración de una raya, y entre palabras silencios equivalentes a tres rayas. Hay también combinaciones que corresponden a los números y a los signos de puntuación, todo lo cual se ve en la figura 16 que muestra el famoso *código Morse*.

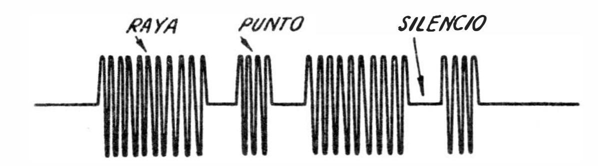


FIG. 15. — Forma de onda en trenes según el código Morse que resulta de las ondas tipo A1.

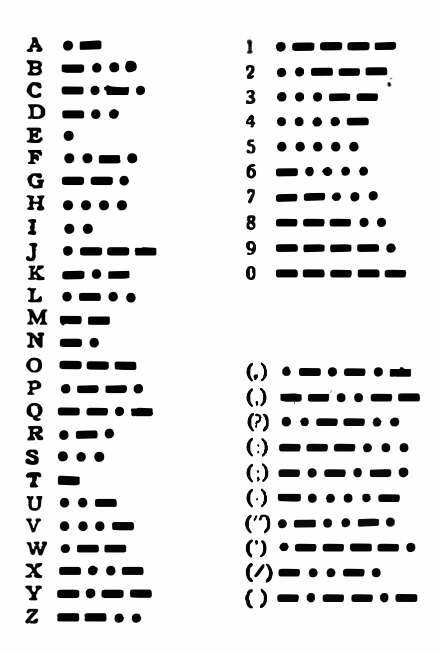


FIG. 16. — Código Morse para comunicaciones mediante el sistema radiotelegráfico.

Por ejemplo, cabe mencionar que hay un convenio internacional para fijar una llamada de auxilio mediante las letras SOS, que en código se transmiten como 3 puntos, tres rayas y tres puntos. Estos trenes de ondas, reconocidos inmediatamente por cualquier operador de radio por su dramatismo, son identificados fácilmente aún mezclados con otras transmisiones.

Las señales u ondas que permiten establecer una comunicación mediante el sistema explicado, consistente en interrumpir la señal según un código, se llaman *ondas tipo* A_1. Es importante destacar que las reglamentaciones vigentes para regular el uso del espacio con señales radioeléctricas especifican, además de la frecuencia, el tipo de onda que puede ser utilizado por los aficionados.

Señales moduladas. Ondas A_2 y A_3

Hay otras formas de establecer comunicaciones, puesto que el mensaje en código requiere ser interpretado mientras que si se transmite la palabra directamente es más cómoda la comuni-

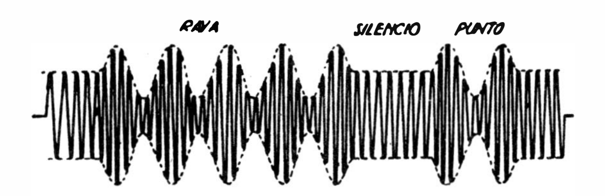


FIG. 17. — Forma de onda de las señales del tipo A_2 para comunicaciones radiotelegráficas.

cación. Entonces se recurre a montar sobre la onda una señal de audiofrecuencia, proveniente de un micrófono captor de sonidos. El proceso por el cual se realiza tal operación se llama *modulación*, la onda de R. F. toma el nombre de *portadora*, ya que solo sirve para llevar consigo a la señal de sonido, y esta última se denomina *envolvente*. La forma de realizar esa operación será explicada más adelante, pero podemos ver el aspecto gráfico de una onda que ha sido sometido a tal proceso.

El sonido que inyectamos en la portadora puede ser en forma de trenes de tonos fijos, más largos y más cortos, según el código Morse, y entonces se tiene la *onda tipo* A_2, que vemos en la figura 17; el tren largo de tonos corresponde a la raya y el tren corto a los puntos. El operador en el receptor escucha esos trenes en forma de tonos de la duración establecida e interpreta fácilmente las letras y signos. El lector se preguntará cuál es la razón para emitir ondas tipo A_2 para comunicaciones en código Morse si las del tipo A_1, que son más simples, sirven también; la respuesta es que un aparato emisor preparado para emisiones del tipo A_3, que estudiaremos inmediatamente, puede fácilmente emitir las del tipo A_2 y éstas se escuchan en parlante del receptor sin problemas como los tiene el tipo de ondas de la figura 15.

Finalmente pasemos a las ondas moduladas con sonidos que corresponden a la música o la palabra, ondas que se llaman *tipo* A_3; su aspecto se ve en la figura 18, y vemos que la portadora o señal básica de R. F. sufre alteraciones en su amplitud mediante el proceso de modulación antes mencionado. La forma de la envolvente punteada corresponde a la forma de onda del sonido inyectado y en el parlante del receptor escucharemos ese sonido; éste proviene del micrófono que está en el transmisor. Sobre todo esto se hablará extensamente más adelante.

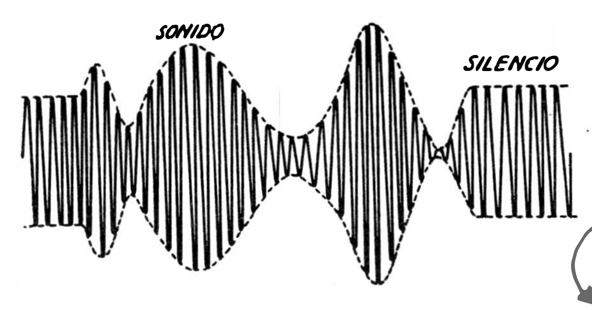


FIG. 18. — Forma de onda de las señales tipo A_3 para comunicaciones radiotelefónicas.

Frecuencias utilizables

Las comunicaciones entre aficionados pueden realizarse en ciertas frecuencias únicamente, pues no sería posible hacer emisiones en las mismas frecuencias empleadas para radiodifusión comercial, para comunicaciones o para fines militares. De acuerdo con ello se han fijado bandas de frecuencias, dentro de las cuales los aficionados pueden establecer comunicaciones según una reglamentación que detallaremos más adelante. Las bandas se fijan por sus límites inferior y superior de frecuencias, se acostumbra a designarlas por la longitud de onda promedio y dentro de esas bandas se establecen los tipos de ondas A_1, A_2 y A_3 que se pueden usar.

Tenemos así que para aficionados se han fijado las siguientes bandas:

Banda m	*Frecuencias Mc/s*
160	1,8 - 1,85
80	3,5 - 3,75
40	7,0 - 7,3
20	14,0 - 14,35
15	21,0 - 21,45
10	28,0 - 29,7

Además de las precedentes hay unas cuantas bandas en frecuencias ultraelevadas comprendidas entre 50 Mc/s y 10.500 Mc/s, entre ciertos límites fijados por la reglamentación vigente, cosa que veremos más adelante, en el capítulo 15.

Aparte de lo dicho, se ha habilitado una banda especial que puede ser usada para comunicaciones comunes por cualquier persona, dentro de la reglamentación vigente, que abarca desde 26,96 Mc/s hasta 27,23 Mc/s, que se denomina *banda ciudadana*. Esta banda limita su uso al tipo de ondas A_3, con control de frecuencia a cristal, y la potencia máxima del emisor es de 5 Watt. Posteriormente dedicaremos un capítulo al estudio de los equipos para ella.

Día 2

La jornada transcurrida ha sido apasionante; ya sabemos qué son y cómo se generan las ondas radioeléctricas, cómo se propagan a través del espacio y de qué manera las captamos en una antena receptora. Claro, todo ello ha sido descripto de una manera general para que el lector tenga una idea del proceso, pero todavía no podemos hacer un transmisor pues tenemos que estudiar una cantidad de cosas. Hemos dicho que la onda la formaba una corriente de alta frecuencia y, lógicamente, tendremos que explicar extensamente el método para obtener tal tipo de corriente; y luego tenemos que tomar esa corriente y amplificarla convenientemente para llevarla a la antena emisora, ya que no hace falta que se diga expresamente que la corriente en la antena debe ser muy intensa para producir un campo electromagnético capaz de viajar por el espacio. Pero no debemos tratar el tema en este pequeño introito, ya que precisamente dedicaremos esta segunda jornada a estudiar la generación de corrientes de alta frecuencia o, hablando en forma un poco más profesional, señales de radiofrecuencia. Ya tenemos entonces el tema y comenzaremos a desarrollarlo; para su comprensión se requiere que el lector conozca el funcionamiento de las válvulas y los transistores. Si así no fuera recomendamos su estudio en otros tomos de la colección a que pertenece este libro.

GENERACION DE SEÑALES DE RADIOFRECUENCIA

Para producir una corriente alterna se pueden seguir varios caminos; cuando se trata de producirla en grandes cantidades utilizamos las máquinas generadoras en las usinas, máquinas que se llaman alternadores. Otras veces se interrumpe el circuito de una corriente continua mediante un vibrador mecánico o un conmutador electrónico; generalmente esos procedimientos se emplean cuando tales corrientes alternas son de baja frecuencia. Cuando necesitamos una frecuencia elevada, o sea una radiofrecuencia (R. F.) se recurre a un *oscilador*. En nuestro caso nos interesa únicamente la generación de señales mediante osciladores, y de entre los numerosos tipos de osciladores solamente dos de ellos: el *oscilador LC* y el de *cristal.*

El oscilador LC

Aclararemos antes de seguir que la letra *L* designa en forma general a los inductores o bobinas y la letra *C* a los capacitores. También conviene mencionar aquí que estas denominaciones sufrieron deformaciones durante mucho tiempo, y se usaba incorrectamente el nombre de inductancia para las bobinas, cuando esa palabra expresa la propiedad que poseen, y el de condensadores para los capacitores.

Siguiendo ahora con el tema, deducimos por el título anterior que estos osciladores trabajan con bobinas y capacitores. Así es, en efecto, y la figura 19 nos muestra el circuito más elemental de un oscilador *LC*. Hay allí una batería o fuente eléctrica, un interruptor, una bobina y un capacitor; estos dos últimos elementos están conectados en paralelo.

Al cerrar el interruptor el capacitor se carga de electricidad y si entonces se abre el interruptor comienza el siguiente proceso: el capacitor cargado tiene conectado sobre sus bornes un circuito cerrado, la bobina; luego se descargará en ella. Pero al producirse esa descarga se forma un campo magnético en el interior de la bobina y sus líneas de fuerza cortan las espiras de aquélla; esto da origen a la generación de una tensión eléctrica que carga nuevamente al capacitor y éste se descarga sobre la bobina y así continúa el proceso. Dicho en términos un poco más

científicos, hay un intercambio de energía electrocinética del capacitor, la que se transforma en electromagnética en la bobina y ésta nuevamente en electrocinética. Esas transformaciones pasan de *L* a *C* y viceversa como si cumplieran las oscilaciones de un péndulo; de ahí el nombre de *oscilador* que toma el conjunto.

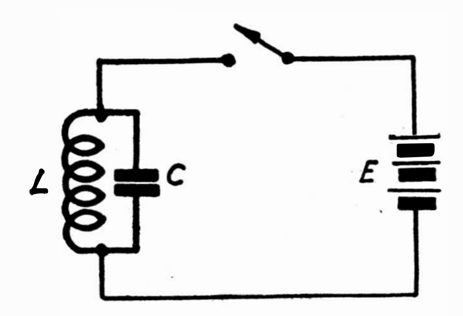


FIG. 19. — Principio básico de funcionamiento de un oscilador o generador de señales.

Hasta aquí la teoría; en la realidad las cosas no son tan perfectas, porque la bobina está hecha con un alambre que ofrece cierta resistencia al paso de la corriente y el capacitor tiene un dieléctrico entre sus placas que tiene ciertas pérdidas o fugas. Luego, si bien teóricamente se tendría que entre los bornes del paralelo formado por *L* y *C* hay una tensión alterna, en la realidad, la energía se va disipando lentamente y la forma de onda de tal tensión, al transcurrir el tiempo, tiene el aspecto que muestra la figura 20, o sea que se trata de una onda *amortiguada.*

Para poder obtener una onda que se mantenga sin amortiguarse hay que entregar al circuito energía de mantenimiento. Dicho de otra manera, la tensión obtenida debe ser amplificada o el circuito debe ser realimentado. Si pensamos que hay dispositivos capaces de amplificar, como son la válvula y el transistor, surge de inmediato que si aplicamos el oscilador de la figura 19 al circuito de la figura 21, puede lograrse el mantenimiento de las oscilaciones; más adelante utilizaremos un transistor en lugar de una válvula.

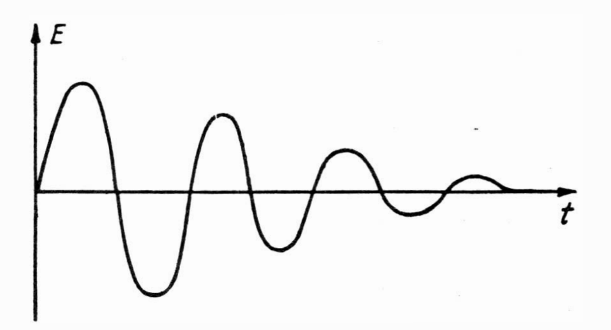


FIG. 20. — La oscilación eléctrica producida se amortigua rápidamente debido a las pérdidas.

Veamos entonces esa figura 21. Hay allí en el circuito de placa de la válvula *V* un capacitor *C* y una bobina L_p, conjunto que ya conocemos; falta la batería o la fuente eléctrica de otro tipo para cargar el capacitor y también para alimentar la válvula, pero por ahora suponemos que la válvula funciona y que el capacitor está cargado. Acoplada a la bobina de placa, es decir, bobinada junto a ella hay otra bobina L_g que está conectada a la grilla de la válvula. Luego, la tensión o señal producida en el oscilador inducirá otra tensión en L_g, la que quedará aplicada a la grilla y será amplificada por la válvula; de este modo se aplicará en el circuito de placa al conjunto CL_p una tensión oscilante mayor y se compensarán las pérdidas de energía que hemos mencionado anteriormente. Tal operación se llama *realimentación.*

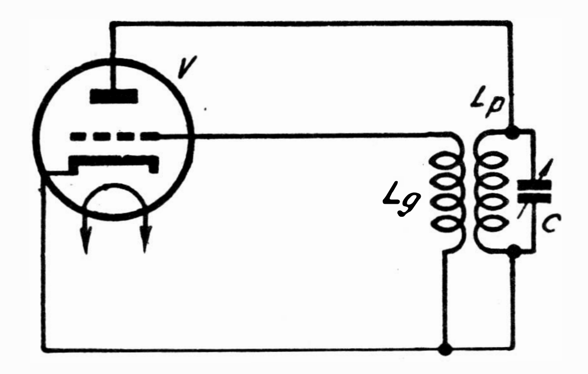


FIG. 21. — Para evitar la amortiguación de las oscilaciones se aplica al conjunto oscilante una válvula amplificadora.

No es cuestión de realimentar excesivamente al circuito oscilante, por lo que la bobina L_g se diseñará adecuadamente y se acoplará más o menos a la otra bobina L_p para que la oscilación se mantenga. Tenemos ahora un conjunto formado por las dos bobinas, el capacitor y la válvula, y la práctica ha hecho llamar oscilador a todo tal conjunto, si bien en realidad la válvula cumple una función auxiliar.

Frecuencia de la señal

La pregunta lógica es: ¿cuál es la frecuencia de la señal generada por el oscilador? Bien, esa

frecuencia depende exclusivamente de la velocidad con que intercambien energía el capacitor y la bobina del conjunto oscilante, es decir C y L_p. La inductancia de las bobinas se mide en

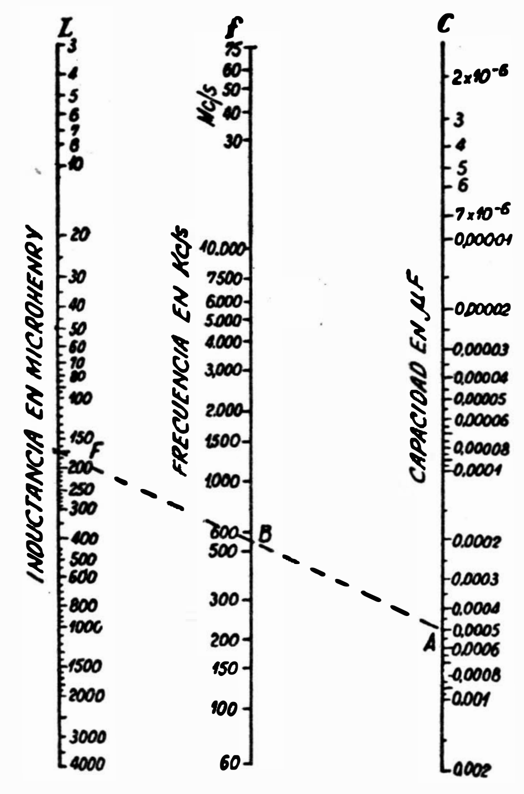


FIG. 22. — Abaco para determinar los valores de un circuito oscilante.

una unidad llamada *Henry*, pero en circuitos de R. F. tal unidad resulta muy grande y se toma el millonésimo de la misma, o sea el *microhenry*. La capacidad de un capacitor se mide en Farad, pero en R. F. se usa la billonésima parte de tal unidad, que es el *picofarad*.

Ahora bien, la frecuencia de la oscilación que entrega un oscilador puede determinarse en cuanto se conocen los valores de L y de C por medio de un cálculo matemático en la siguiente forma: si dividimos la cifra 159000 por la raíz cuadrada del producto de L por C, tomando L en microhenry y C en picofarad, obtendremos la frecuencia en Megaciclos por segundo. Claro, hay que saber extraer la raíz cuadrada, pero hay tablas y gráficos para obtener la frecuencia cuando se conocen la capacidad y la inductancia.

El mecanismo para usar tablas y gráficos consiste siempre en adoptar uno de los dos valores L o C si se conoce la frecuencia o entrar con los dos valores mencionados si se desea conocer la frecuencia. Damos al lector uno de esos gráficos en la figura 22, en forma de ábaco. En éste, dados los valores de L y de C en las unidades expresadas en el gráfico, se obtiene la frecuencia o, si es ésta la que se conoce y debe dimensionarse un oscilador para obtener una señal dada, se adopta uno de los valores, generalmente el de C y se obtiene en el gráfico el valor de L.

Un ejemplo nos aclarará lo dicho. Supongamos que se tiene una bobina de 170 microhenry y un capacitor de 0,0005 microfarad. Con una regla tocamos en el primer eje sobre el valor de L, punto F y en el tercer eje sobre el valor de C, punto A; se obtiene en el eje central la frecuencia que resultará en la oscilación, punto B, que es 550 Kilociclos/seg. El problema podría haber sido planteado en otra forma, diciendo que se quiere producir una señal de 550 Kc/s y debe dimensionarse el oscilador. Adoptamos un valor para el capacitor, pongamos 500 pF, o sea 0,0005 microfarad. Ponemos una regla que apoye en los dos puntos conocidos, la frecuencia (punto B) y la capacidad (punto A); la regla nos da el punto F que es donde leemos la inductancia de la bobina necesaria, 170 microhenry. Con lo cual hemos encontrado el valor que se deseaba determinar en forma visiblemente simple.

Alimentación de osciladores a válvula

El circuito de la figura 21 era incompleto y lo dijimos; le faltaba la fuente para cargar el capacitor y la alimentación de la válvula. Entonces vamos a completarlo, pues también necesitamos ir dando a los circuitos un aspecto más real.

La figura 23 nos muestra un circuito que ya tiene algunas cosas más que el anterior. La ba-

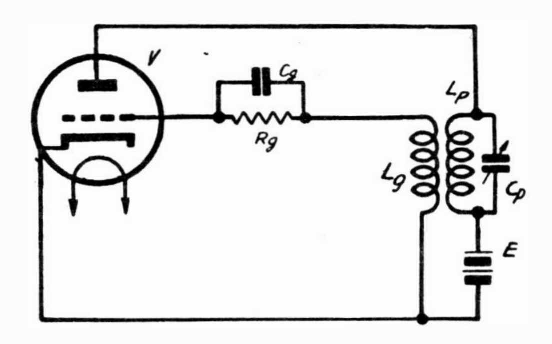


FIG. 23. — Circuito oscilador básico con los elementos de polarización y alimentación. Es del tipo de alimentación en serie.

tería E que aparece a la derecha se encarga de suministrar la tensión continua necesaria para aplicar a la válvula y al mismo tiempo aporta la carga inicial del capacitor C_p, que diferenciamos del otro capacitor mediante la letra inferior. Las bobinas L_p y L_g tienen misiones que

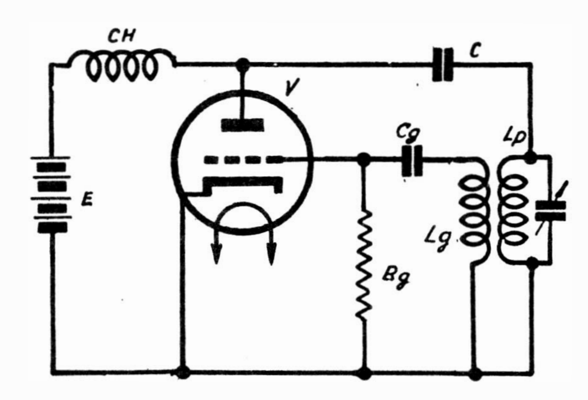


FIG. 24. — Circuito básico de un oscilador con alimentación en paralelo.

ya fueron explicadas. Ahora, la válvula V requiere en grilla una polarización continua y para lograrla se intercala el conjunto formado por R_g y C_g. Como al recibir la tensión de realimentación que aporta la bobina L_g entre la grilla y el cátodo se forma un diodo rectificador, circula una corriente continua de valor pequeño, que al pasar por la resistencia R_g produce una caída de tensión que da a la grilla una tensión eléctrica distinta que la del cátodo. Como en todo rectificador, hay que obtener una tensión continua y no pulsante y entonces ponemos el capacitor C_g para ese objeto. Esos elementos se denominan: resistor y capacitor de escape de grilla. Un circuito como el de la figura 23 se denomina: oscilador alimentado en serie, por la particularidad de que la fuente queda en serie con el circuito oscilante, o sea que la fuente E queda en serie con el conjunto formado por L_p y C_p. En la práctica no se emplea una batería sino una fuente eléctrica, pero ello no cambia las cosas salvo en que esa fuente tendrá su circuito, el cual veremos oportunamente.

Para destacar las diferencias con el anterior, veamos ahora un oscilador alimentado en paralelo; lo muestra la figura 24. La resistencia de escape de grilla se ha conectado en paralelo con la bobina L_g, pero no es este detalle el que le da el nombre al oscilador y lo hicimos así para mostrar que es posible; el capacitor C_g debe quedar en serie con la bobina porque si se colocara en paralelo se derivaría por él la corriente de R. F. Veamos el circuito de placa de la válvula V. La fuente va en paralelo con el conjunto oscilante, pero debemos intercalar una *bobina de choque CH* para evitar que la señal de R. F. del conjunto oscilante se descargue en la batería E; esta bobina de choque se construye especialmente con alta inductancia, generalmente de un valor de 2,5 milihenry, y se llama habitualmente *choque de R.F.* Y también aparece otro elemento nuevo: el capacitor C, que está allí para evitar que la batería se descargue a través de la bobina L_p, ya que ella es un trozo de alambre de cobre de baja resistencia; luego, C tiene una función aisladora únicamente.

Hay un detalle que habrá llamado la atención del lector y es que el capacitor que está en paralelo con la bobina L_p está atravesado por una rayita con una flecha, con lo cual se expresa que se trata de un capacitor variable. Ello se debe a que generalmente en los osciladores se debe variar la frecuencia de la señal generada y es más sencillo variar la capacidad de un capacitor que la inductancia de una bobina. Debemos acostumbrarnos entonces a que los capacitores de los osciladores que veremos en los circuitos osciladores empleados en emisores son variables.

Ya tenemos dos circuitos de osciladores *LC* a válvula, uno alimentado en paralelo y otro en serie. Pero debemos advertir que hay muchos otros circuitos, cada uno de los cuales fue ideado por un investigador cuyo nombre lleva; así tenemos los osciladores Hartley, Meissner, Colpitts, Dow, Clapp, Armstrong, etc. Las diferencias que ofrecen están en la manera de obtener la realimentación. Describiremos los que tengan interés para este libro.

Tipos de osciladores a válvula

Hemos mencionado diversos osciladores típicos, pero en los circuitos de emisores se emplean solamente algunos, los que describiremos. El más clásico de los osciladores a válvula es el *Hartley*, cuyo esquema básico se ve en la figura 25.

Este oscilador presenta la particularidad de que la realimentación no se hace con una segunda bobina, sino que se toma una derivación de la bobina que constituye el circuito oscilante, a la cual se conecta el cátodo de la válvula V. De este modo, entre el punto A y masa circula la corriente de placa, mezcla de la continua de alimentación y la alterna de señal; luego, esta señal forma su campo magnético que abarca a todo el bobinado L y se produce la realimentación necesaria. Corriendo el punto A de derivación hacia abajo o hacia arriba se varía el

grado de realimentación hasta conseguir el necesario para lograr funcionamiento estable del oscilador; en la práctica esa derivación está entre el 15 % y el 30 % de espiras a contar desde el extremo inferior.

En el circuito de la figura 25 hay otros elementos que debemos mencionar; tenemos el conjunto de polarización de grilla, formado por el resistor R y el capacitor C_1, cuyas misiones ya fueron explicadas. La fuente de alimentación es eléctrica y está aparte, identificada por sus dos bornes + y —. Para evitar que la señal de R. F. se vaya a la fuente se inserta la bobina de choque *CH*.

Veamos ahora el circuito oscilante formado por la bobina L y el capacitor C, que es variable y que hemos dibujado de otra manera que en la figura 24. La bobina L tiene dos circuitos,

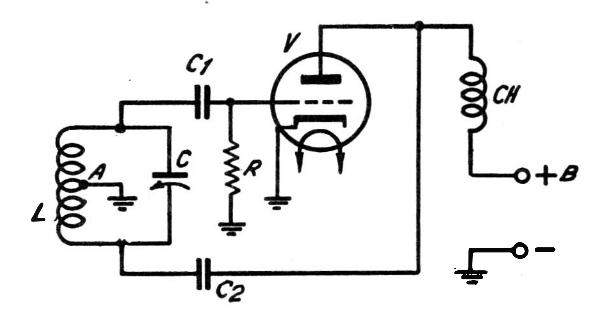


Fig. 25. — Esquema básico del. oscilador Hartley.

uno entre grilla y cátodo, que se cierra por el capacitor C_1 y por masa; el otro es entre placa y cátodo, y se cierra por el capacitor C_2, que es importante y que encontraremos en todos los montajes del tipo Hartley.

En la práctica el circuito Hartley suele tomar otro aspecto levemente diferente al mostrado, y es el que vemos en la figura 26. La variante consiste en conectar el cátodo a la derivación de la bobina pero no a masa, con lo que logramos evitar el problema que se planteaba en la figura 25 de que el capacitor variable no podía ir a masa; este detalle facilita el montaje de C al chasis. El capacitor C_2 va entonces a masa directamente y hay otro capacitor, el C_3, que tiene por objeto mejorar el filtrado de la R. F. que podría ir hacia la fuente de alimentación.

Un circuito oscilador derivado del anterior es el que usa la derivación para la realimentación en la rama capacitiva del conjunto oscilante; es el oscilador *Colpitts*, que muestra la figura 27. Esto se hace cuando hay que cambiar varias bobinas para obtener distintas bandas de frecuencia y se quiere simplificar la llave selectora;

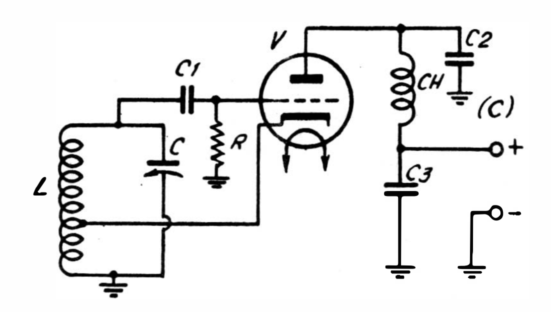


Fig. 26. — Esquema más práctico del oscilador Hartley que permite asegurar al chasis al capacitor variable.

claro, en el Hartley la llave conmuta tres puntos de la bobina, mientras que en el Colpitts solo dos.

Observemos que la corriente continua de placa, que en el Hartley pasaba directamente del cátodo a la bobina por el punto A y de allí a masa, en el Colpitts no puede pasar por el capacitor C' y entonces tenemos que colocar una bobina de choque *CH* que permite pasar la continua pero no la señal de R. F. El conjunto R_g y C_g para polarizar la grilla aparece como es de práctica. Para variar la frecuencia se hacen variables C y C', empleando un capacitor de dos secciones en tándem, pero obsérvese que no puede montarse sobre el chasis pues una sola de sus secciones lleva conexión a masa.

Y ahora describiremos el oscilador *Clapp* que se ha popularizado mucho entre los aficionados por su buena estabilidad. Se trata de una modificación del Colpitts, que podemos ver en la figura 28. Aquí el circuito sintonizado es de conexión en serie y lo forman la bobina L y el capacitor C. La realimentación se hace en la derivación central entre los capacitores fijos C_1 y C_2, como en el Colpitts. De igual modo se jus-

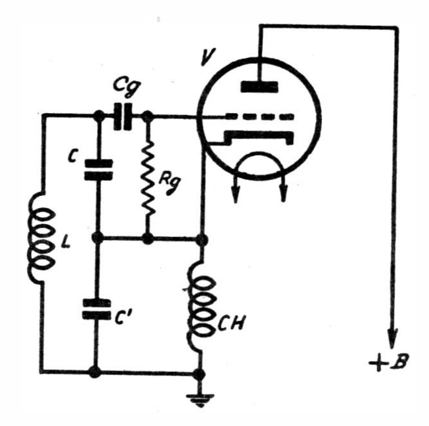


Fig. 27. — Esquema básico del oscilador Colpitts.

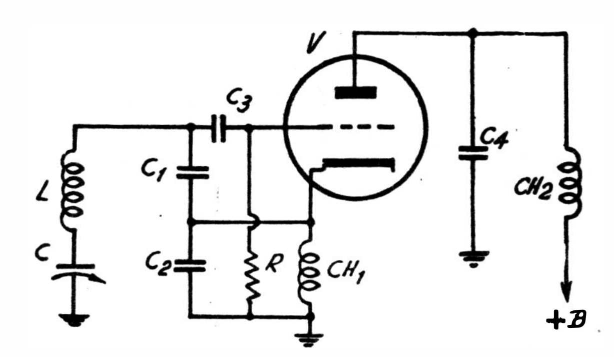


FIG. 28. — Esquema básico del oscilador Clapp.

tifican la existencia del choque CH_1, el resistor de grilla R y el capacitor de grilla C_3.

Obsérvese que no se ha dibujado la batería de placa sino una fuente +B, como es en la realidad; en serie con la conexión del positivo va otro choque CH_2 que tiene por objeto evitar que la R. F. vaya a la fuente. El capacitor C_4 pone a masa para la R. F. a la placa de la válvula, como ocurre en los circuitos del tipo Hartley y Colpitts. Más adelante veremos que para independizar al circuito oscilante de las variaciones de la tensión de alimentación se usan pentodos en lugar de triodos y entonces se pone la pantalla a masa para la R. F. mediante un capacitor como el C_4. Esto permite tomar la salida del circuito de placa directamente.

Osciladores a cristal

Uno de los fenómenos naturales que debemos mencionar ahora es la *piezoelectricidad*; se trata

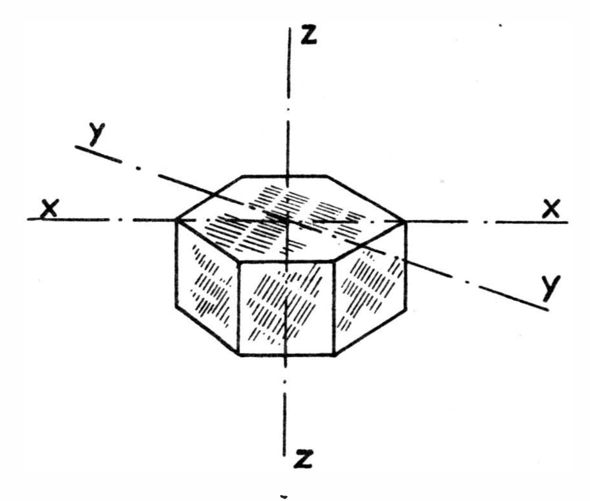


FIG. 29. — Un cristal de sal de la Rochelle mostrando sus tres ejes fundamentales.

de una particularidad que presentan los cristales de ciertas sales minerales, como la sal de *la Rochelle* y de *Seignette*, que si se someten a una presión vibran, produciendo una corriente eléctrica, o producen una vibración al ser sometidas a una tensión eléctrica. En este caso nos interesa mencionar la segunda parte, o sea la vibración que producen, la cual se cumple con una cierta y determinada frecuencia, que depende del espesor de la lámina que se ha cortado del trozo de cristal. En ese caso se adivina inmediatamente que si obtenemos una vibración, ésta da origen a una señal alterna, y entonces la pastilla aludida puede reemplazar a un circuito oscilante. Como la frecuencia producida depende únicamente del espesor de la pastilla, se obtendrán osciladores de gran fijeza de fre-

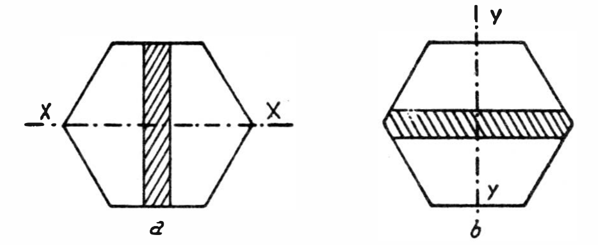


FIG. 30. — Cortes de los cristales que se emplean en piezoelectricidad.

cuencia, cosa muy interesante en emisores que deben cumplir con requisitos que especifican esa condición.

Las sales mencionadas se encuentran en forma de cristales de formación prismática exagonal, tal como lo muestra la figura 29, y presentan tres ejes definidos que se marcan en la misma figura. Para cortar las láminas destinadas a osciladores se trazan planos perpendiculares a los ejes X o Y, tal como lo indica la figura 30. La particularidad de ambos cortes es que el llamado *corte en X*, ilustración *a* de la figura 30, da láminas con coeficiente de temperatura negativo, y haciendo el corte en Y, ilustración *b*, se tiene coeficiente de temperatura positivo; esto quiere decir que en el tipo X la frecuencia tiende a disminuir al aumentar la temperatura ambiente y en el Y tiende a aumentar con la temperatura. La solución lógica surge inmediatamente: haciendo cortes inclinados, en posiciones intermedias entre las *a* y *b* de la figura 30 se logran cristales casi insensibles a las variaciones de temperatura.

Si bien al lector no le interesa mucho el dato, diremos que siempre la frecuencia es inversamente proporcional al espesor de la lámina de cristal, y que tal frecuencia, expresada en Megaci-

clos por segundo, resulta de dividir un coeficiente comprendido entre 2 y 3 millones, por el espesor de la lámina en milímetros; la cifra del coeficiente depende del tipo de corte. Pero los cristales se adquieren directamente marcados con la frecuencia de trabajo, de modo que para usarlos no hay que calcular nada.

Veamos ahora la manera de aplicar un cristal a un conjunto oscilador. La figura 31 nos muestra el más simple montaje oscilador a cristal. La pastilla reemplaza al conjunto oscilante de grilla y va conectada directamente entre grilla de *V* y masa; además allí tenemos el resistor de polarización de grilla que ya conocemos. En el circuito de placa de la válvula *V* encontramos un conjunto *LC*, que debe resonar a la misma frecuencia del cristal; por ahora decimos que es a la misma frecuencia, pero más adelante veremos que puede ser al doble o aún más. Al decir resonar, queremos significar que ese conjunto *LC* debe tener valores iguales que si se tratara de un conjunto oscilante, pero en este caso el oscilador es el cristal. Lo que se hace es que al formar un conjunto resonante en paralelo se tiene que la impedancia del mismo es máxima a la frecuencia de la oscilación y, por ende, el rendimiento de salida será máximo. La batería o fuente de tensión *B* nos es conocida y el capacitor C_p está para que la señal no encuentre en su camino la impedancia interna de *B*, ofreciéndole una vía más fácil. La salida se toma, como en casos anteriores, de la placa de *V* a través de un capacitor.

Otro circuito de oscilador a cristal muy empleado es el *Pierce*, cuyo esquema básico vemos

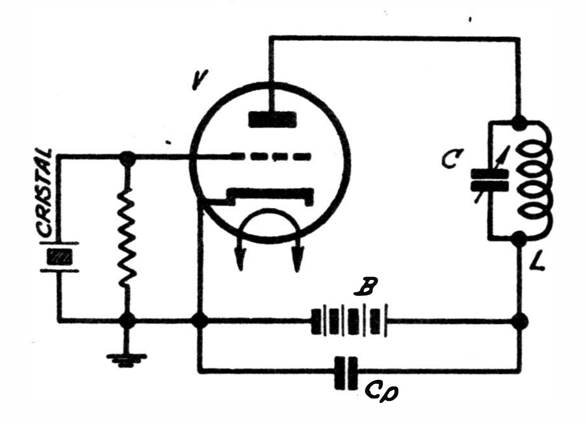


Fig. 31. — Esquema básico del oscilador a cristal típico.

en la figura 32. En éste, el cristal se intercala entre la placa y la grilla de la válvula *V*, directamente, o colocando un capacitor C_2, para aislar al cristal de la tensión continua de placa. Los demás elementos son los mismos que antes.

La ventaja del oscilador Pierce es que puede suprimirse el circuito sintonizado de placa *LC*

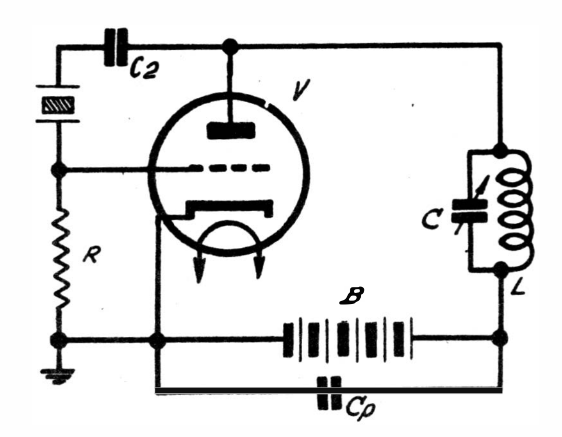


Fig. 32. — Esquema básico del oscilador Pierce a cristal.

sin mayores inconvenientes, cosa que no conviene hacer en el circuito que vimos en la figura 31. Esa razón lo hace adoptar en muchos emisores de aficionados.

Osciladores a transistores

Del mismo modo que los transistores están reemplazando a las válvulas en sus funciones en los equipos de radio y televisión, el caso se presenta en los emisores de señales radioeléctricas, con la única limitación de la máxima potencia que ha sido posible obtener hasta el presente con los transistores. Siempre será posible entonces diseñar circuitos osciladores con estos elementos de estado sólido, respetando sus dos condiciones límites: la potencia máxima y la frecuencia máxima.

No vamos a explicar nuevamente la teoría del oscilador, ya que donde tengamos un circuito oscilante sabemos que debemos tomar parte de su salida y aplicarla a un amplificador, para reinyectar el resultado a la entrada y mantener de este modo las oscilaciones. Antes pusimos en los circuitos una válvula y ahora colocaremos un transistor.

Hemos considerado de interés tomar ejemplos concretos, con valores reales, para que el lector se vaya familiarizando con los circuitos. Los únicos valores que no se darán son los de la inductancia y capacidad del circuito oscilante, pues sabemos que eso depende de la frecuencia de trabajo, y entonces quedará para los ejemplos de transmisores completos.

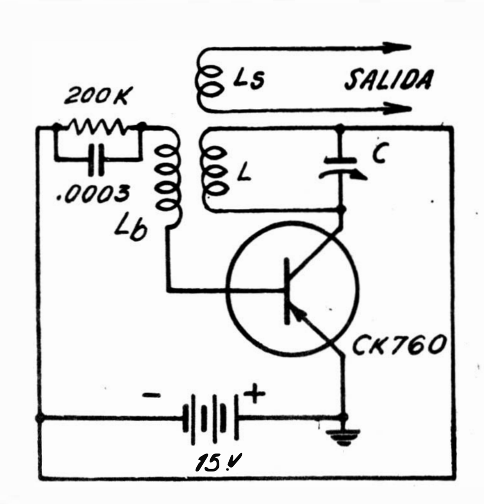


FIG. 33. — Esquema básico de un oscilador Meissner a transistor.

Veamos en primer término el oscilador básico con realimentación inductiva, que responde al tipo visto en la figura 23 con el agregado de una bobina de toma de salida. Su circuito aparece en la figura 33, y es un montaje *Meissner*. El transistor tiene insertado en su circuito de colector el conjunto oscilante *LC*, al cual se halla

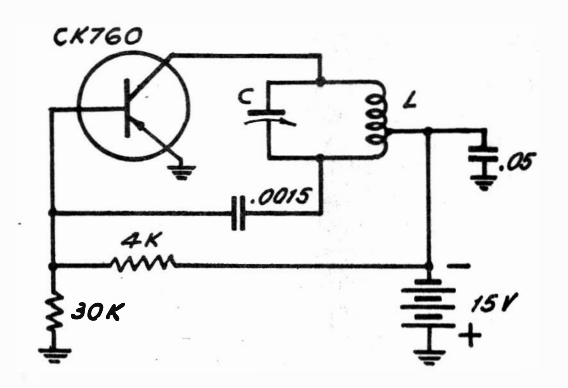


FIG. 34. — Circuito del oscilador Hartley a transistor.

acoplada la bobina L_b de realimentación en el circuito de base y la bobina de salida *Ls*. En serie con L_b encontramos el conjunto de polarización de base, que son el resistor y capacitor cuyos valores figuran en el esquema. La fuente es una batería de 15 V cuya polaridad corresponde a un transistor PNP, como es el CK760.

Pasemos ahora al montaje Hartley, o sea con realimentación por una derivación en la bobina, y lo vemos en la figura 34. La polarización de base se da aquí mediante un divisor de tensión formado por los resistores de 4 Kilohm y 30 Kilohm. Para evitar que la base tome otra polarización desde la bobina se intercala el capacitor de 0,0015 microfarad y para no dejar en serie con la corriente de R. F. la impedancia interna de la fuente se coloca un capacitor derivado sobre ella de 0,05 microfarad. La tensión de salida se toma del colector a través de un capacitor, en forma similar a lo que hacíamos en los circuitos a válvula.

Seguimos ahora con el circuito Colpitts, que mostramos en la figura 35. Aquí la realimentación se toma de un divisor de tensión capacitivo, formado por los dos capacitores iguales

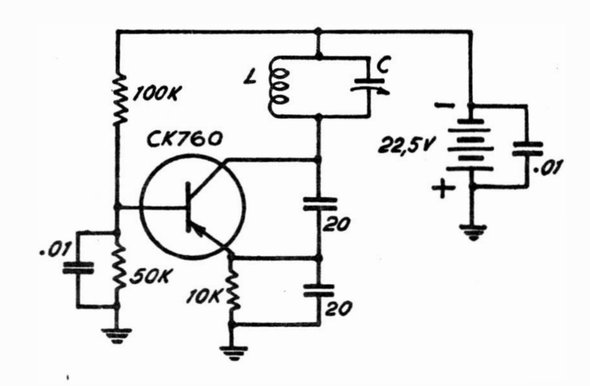


FIG. 35. — Esquema básico del oscilador Colpitts a transistor.

de 20 µµF. La polarización de base es mediante un divisor de tensión de dos resistores, los de 100 Kilohm y de 50 Kilohm. Como en otros circuitos, la batería se deriva con un capacitor para paso directo de la señal de R. F., y lo mismo se hace con el resistor inferior del conjunto de polarización de base. El resistor de 10 Kilohm que aparece en el emisor es para polarizar ese electrodo.

Y finalmente veamos un ejemplo de oscilador a cristal que emplee un transistor en lugar de válvula; el circuito lo damos en la figura 36 y

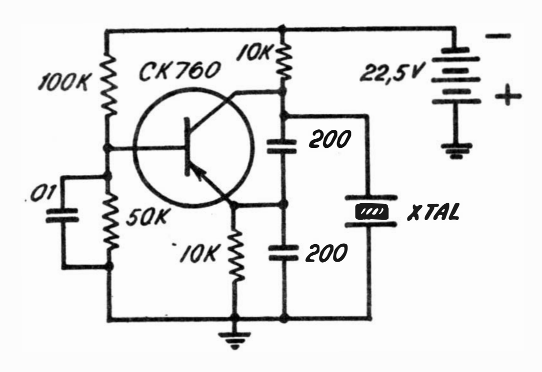


FIG. 36. — Circuito de un oscilador a cristal que emplea un transistor.

vemos que es un montaje Colpitts, muy similar al de la figura anterior. En la figura 35 el circuito oscilante está en realidad derivado entre emisor y colector, si consideramos que el extremo superior del mismo está puesto a masa a través del capacitor de 0,01 microfarad. En el caso de la figura 36, el cristal reemplaza al circuito oscilante, según sabemos y sobre él están derivados los dos capacitores en serie para tomar la realimentación del punto de unión de ellos. Los demás elementos son conocidos, y la tensión de señal se toma del circuito de colector a través de un capacitor, como es de estilo.

Armónicas

Al estudiar las ondas definimos la *longitud de onda* como la distancia física a través de la cual se cumplía (figura 5) un ciclo completo de la oscilación o formación del campo alternado. Es fácil comprender que una antena, tal como lo estudiaremos oportunamente, debe tener una longitud igual a la longitud de onda de la señal a emitir o captar; aclaremos que puede tener la mitad o la cuarta parte de ese largo, como veremos. La figura 37 nos quiere ilustrar sobre lo que puede llamarse *vibración* eléctrica de un

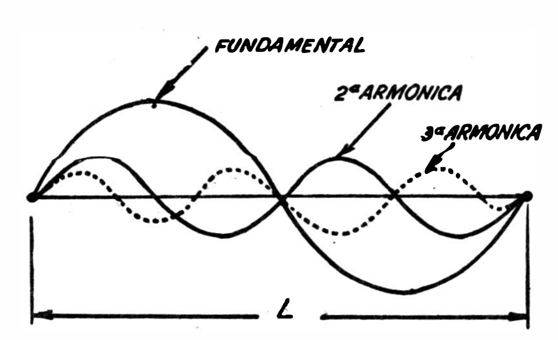


FIG. 37. — Principio de la resonancia de las armónicas.

cable irradiante, habiendo llamado *fundamental* a la onda que nos produce el emisor, y cuya frecuencia es la de su oscilador básico.

Pero si aplicamos al cable emisor una señal de frecuencia doble vemos que también se produce emisión, pues a lo largo de la antena se forman dos ciclos completos; hemos llamado *segunda armónica* a esa señal. Y lo mismo ocurriría con una señal de frecuencia triple (tercera armónica), con la de frecuencia cuádruple, etc.

Quiere decir que un oscilador puede servirnos para alimentar a un emisor de su misma frecuencia, o al de frecuencias múltiples de la del oscilador. Esas señales de frecuencias múltiples de una llamada fundamental se denominan armónicas. Para que aparezcan armónicas en un oscilador basta que las características del elemento amplificador aplicado no sean lineales, pues al

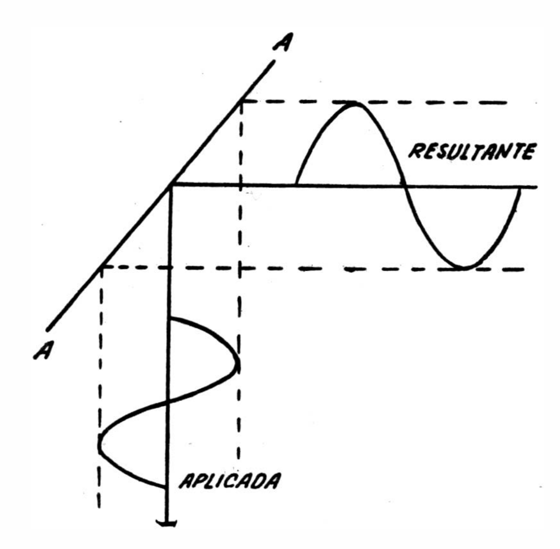


FIG. 38. — Una señal senoidal aplicada a un elemento de característica lineal entrega una señal también senoidal.

deformar la onda fundamental ella admite como componentes una cierta cantidad de armónicas. Pero esto es muy interesante y conviene que lo expliquemos detalladamente.

Supongamos que aplicamos una señal senoidal pura a un elemento amplificador, válvula o transistor, que tiene una característica de trabajo absolutamente lineal. La figura 38 nos muestra que la señal de entrada es senoidal pura y la de salida lo es también. La forma de onda no se ha alterado en absoluto.

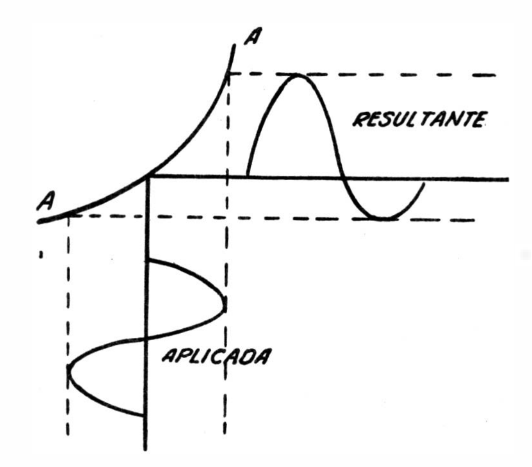


FIG. 39. — Una señal senoidal aplicada a un elemento cuya característica acusa curvatura no entrega una señal senoidal pura.

Ahora pongámonos en el caso real, o sea que ese elemento amplificador tiene una característica de trabajo con curvatura, o sea que en lugar de la recta *AA* de la figura 38 tendremos la curva *AA* de la figura 39. La señal aplicada es senoidal pura, pero la señal de salida aparece deformada. No importa por el momento el tipo de deformación, lo esencial es que tiene una deformación.

Ahora investiguemos qué significado tiene la deformación de la onda de salida; para ello hemos preparado la figura 40 que muestra una senoide que llamamos fundamental, y otras de frecuencia doble, o sea una segunda armónica, ambas dibujadas en línea llena. Si sumamos punto a punto las alturas de ambas senoides obtendremos la tensión instantánea de la señal resultante y vemos que es una curva deformada. Es decir que si mezclamos dos senoides obtendremos una señal que acusa deformación. La recíproca también es cierta, o sea que una senoide deformada es la resultante de la suma de una fundamental y una cierta proporción de armónicas.

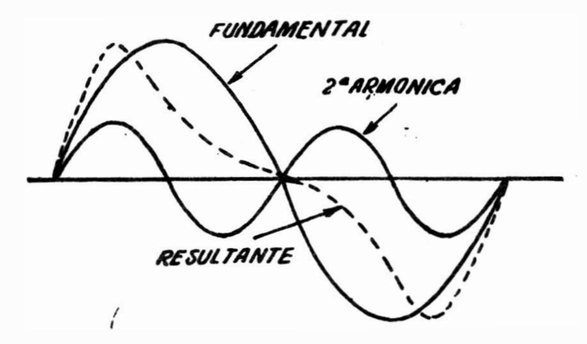


Fig. 40. — Si sumamos dos señales senoidales resulta una señal no senoidal.

En la práctica se trabaja con válvulas o con transistores en los circuitos osciladores y entonces aparecerán armónicas de la señal generada en el circuito oscilante; la cantidad y proporción de tales armónicas depende de la curvatura que tenga el elemento amplificador aplicado. Pero este aparente inconveniente se transforma en una ventaja, como ya lo vemos.

Multiplicadores de frecuencia

Supongamos que tenemos un circuito oscilador, cuyo conjunto oscilante sea de cualquier tipo, por ejemplo a cristal, como lo muestra la figura 41. En la grilla de la válvula tenemos una señal generada con frecuencia *f*. En el circuito de placa colocamos un conjunto resonante *LC*, formado por la bobina L_p y el capacitor C_p. Si ese conjunto está sintonizado a la frecuencia *f*, no hemos dicho nada nuevo.

Pero supongamos que hacemos el conjunto *LC* de placa sintonizado a una frecuencia doble que la del cristal, o sea a 2*f*. Como la válvula, por su curvatura en las características, genera armónicas, tendremos en el circunto de placa un aumento del rendimiento para las señales de frecuencia 2*f*, por ser resonante ese conjunto a tal frecuencia. Luego estamos aprovechando la segunda armónica de la señal básica generada, o sea hemos hecho un *duplicador de frecuencia.* Nótese que con un mismo oscilador podemos aprovechar la frecuencia fundamental y la segunda armónica, con solo cambiar la bobina o el capacitor del circuito de placa o, a veces con sólo girar el capacitor variable C_p.

De la misma manera podríamos sintonizar en placa la frecuencia 3*f*, 4*f* y así siguiendo, si bien entran en juego factores de rendimiento que a veces impiden obtener resultados aceptables. Pero de todos modos hemos esbozado la función de los multiplicadores de frecuencia.

Claro que necesitamos que la válvula usada tenga gran curvatura en sus características, para que la proporción de armónicas sea elevada y tengamos un buen rendimiento al doblar la frecuencia o aún al multiplicarla por números mayores. De entre las válvulas utilizables, los pentodos muestran mayores curvaturas en sus características y, entre ellos, los de haces electrónicos concentrados, son más aptos para generar armónicas. Ejemplo típico de estos pentodos son la 6V6, la 6L6, etc.

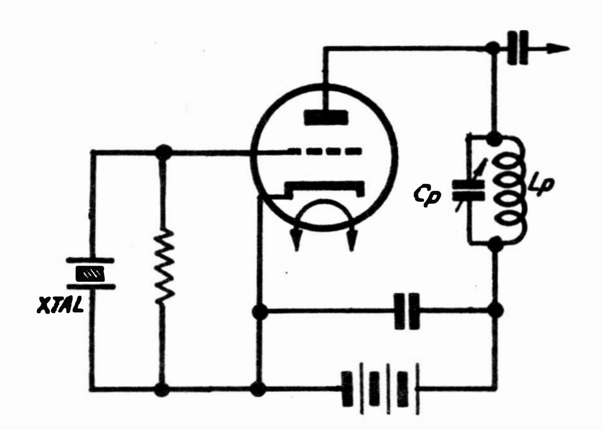


Fig. 41. — Esquema básico del multiplicador de frecuencia.

Cuando se deben diseñar osciladores ricos en armónicas suelen usarse circuitos un poco dife-

rentes a los vistos anteriormente. Por ejemplo, la figura 42 nos muestra un oscilador ***tri-tet***, considerado muy apto para utilizar la señal fundamental o sus segunda y cuarta armónica. El cátodo de la válvula está oficiando en cierto modo de placa para la sección osciladora de

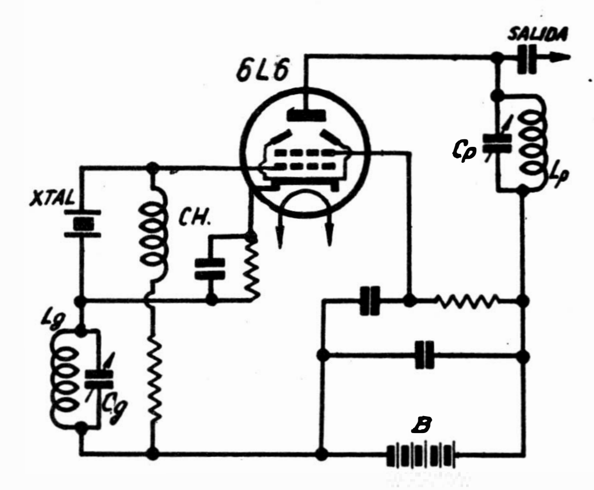


Fig. 42. — Circuito del multiplicador de frecuencias tri-tet.

grilla, pues se mantiene a una alta tensión de R. F. con respecto a masa. El conjunto resonante de grilla oscila en la frecuencia del cristal (L_g C_g) y el de placa puede sintonizarse a la frecuencia fundamental, a la doble o a la cuádruple de esa fundamental. Debido a que si se trabaja en la frecuencia fundamental hay exceso de realimentación, para proteger al cristal debe colocarse un blindaje a la válvula.

Hay otros montajes dobladores y cuadruplicadores de frecuencia. Inclusive puede realizarse esa operación con distintas válvulas, es decir que el oscilador tiene una válvula que trabaja en la frecuencia fundamental; luego viene una válvula que dobla la frecuencia, para lo cual tiene un circuito sintonizado a la frecuencia doble que la anterior; y luego puede venir otra etapa que duplica la última frecuencia obtenida, con lo que hemos cuadruplicado la frecuencia fundamental. Con ese proceso en cascada se obtiene mayor rendimiento que con el oscilador de la figura 42, y el uso de uno u otro circuito dependerá del diseño del emisor completo. Más adelante tendremos oportunidad de ver algunos proyectos de emisores.

Práctica de armado - Oscilador electrónico

Es conveniente que el lector se vaya familiarizando con la construcción de las partes que componen un emisor completo, para que al estudiar los circuitos de los mismos podamos evitar los detalles elementales, pues sería imposible tratar de dibujarlos. El tema que abordamos en la presente jornada corresponde a los osciladores, y hay dos tipos principales: los electrónicos, así llamados los que tienen el conjunto oscilante del tipo *LC*, y los de cristal. De todos los circuitos presentados vamos a elegir dos modelos comunes y sencillos para llevarlos a la práctica.

Comencemos por un oscilador a válvula, tipo Hartley, electrónico, cuyo esquema real con todos sus valores se da en la figura 43. En realidad el circuito Hartley que vimos en la figura 26 era más simple, pero al acoplarlo a las etapas siguientes se afecta el valor de la inductancia resonante; por otra parte usando válvula triodo no se tiene la estabilidad de frecuencia requerida puesto que las variaciones en la tensión de alimentación alteran la corriente de placa y con ello la resistencia interna de la válvula; esto afecta al circuito sintonizado produciendo variaciones en su frecuencia. En un pentodo, al aumentar la tensión de pantalla aumenta su corriente pero al mismo tiempo ello produce una disminución de la corriente de placa; luego, aumenta la resistencia interna de la válvula. Si aumenta la tensión de placa se produce un incremento de la corriente de placa y disminuye la resistencia interna de la válvula. Surge inmediatamente que si aumenta la tensión general de

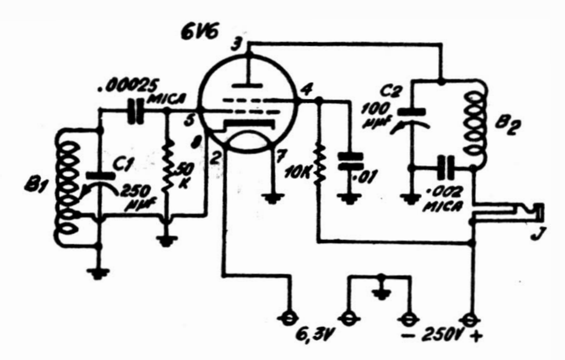


Fig. 43. — Circuito de un oscilador electrónico a válvula.

alimentación se producen al mismo tiempo aumentos en las tensiones de pantalla y de placa, y como esos aumentos tienen efectos contrarios sobre la resistencia interna de la válvula, se produce una compensación y la frecuencia del oscilador no se altera; lo mismo ocurre si disminuye la tensión de la fuente, es decir que también se produce la compensación. En virtud de tal ventaja usamos en el circuito de la figura 43

un pentodo en lugar de un triodo. Observemos también que hay dos circuitos sintonizados y nótese, como detalle muy peculiar, que al poner la pantalla de la 6V6 a masa hacemos trabajar a ese electrodo como placa del oscilador Hartley, cuyo conjunto resonante está en la grilla. En la placa tenemos otro circuito sintonizado, que por lo general se hace trabajar al doble de la frecuencia generada en el conjunto de grilla; se trata, en otras palabras, del doblado de frecuencia que explicamos anteriormente. Al estar la pantalla puesta a masa para la señal de R. F. por el capacitor de 0,01 la placa queda blindada y se evita la influencia del acoplamiento sobre el oscilador propiamente dicho y se obtiene la estabilidad de frecuencia requerida.

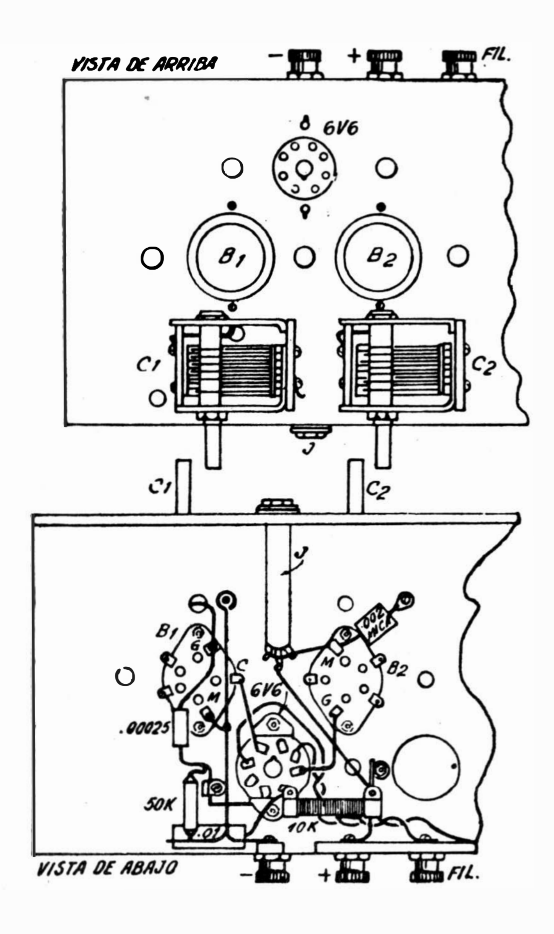


Fig. 44. — Detalles constructivos del oscilador electrónico.

Pasemos ahora al armado del circuito. Como este oscilador formará parte de un chasis que contendrá las otras etapas del transmisor completo tomamos una parte del chasis, y precisamente su extremo de la izquierda, tal como lo muestra la figura 44. Marcamos sobre éste los agujeros para el zócalo de la válvula, para las dos bobinas, y todos los agujeros para los tornillos que sujetan los elementos anteriores y los dos capacitores variables. Además hay un jack para enchufar un miliamperímetro indicador de la resonancia en placa, cosa que se conoce por reducirse al mínimo la corriente de placa. El instrumento necesario es de 50 mA a plena escala. Como ese instrumento lo necesitamos también para hacer mediciones en las otras etapas, posteriormente veremos cómo se lo puede conmutar mediante una selectora, y cuáles son los alcances de medición en cada etapa.

En la misma figura 44, parte inferior, se ve el chasis desde abajo, para notar la ubicación de los elementos, es decir, los resistores, capacitores, el choque y los cables de conexión. Hay tres bornes en la parte posterior del chasis para la alimentación de filamento y placa; si se hiciera un chasis completo, esos bornes no harían falta, pues la fuente de alimentación general serviría para tomar esas conexiones de alimentación.

Las bobinas son enchufables para cambiar de banda. La figura 45 nos muestra que tales bobinas se hacen sobre formas que tienen 5 patas y por ende los zócalos necesarios son de 5 contactos. Suponiendo que doblamos frecuencia en el circuito de placa, como es aconsejable, damos a continuación la tabla de bobinas, hechas según croquis de la figura 45. En dicha tabla los diámetros de los alambres y las separaciones entre espiras se dan en milímetros, y las cantidades de espiras en unidades, como es usual. La longitud del bobinado resulta de sumar espesores de espiras y espacios.

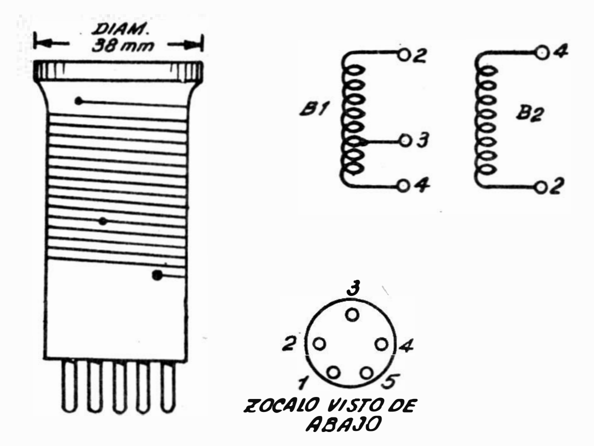


Fig. 45. — Detalle de las bobinas para el oscilador electrónico.

Tabla para construir las bobinas

	Banda Mc/s	Cantidad espiras	Diámetro alambre	Separación espiras
B_1	3,5	36	0,5	0,5
	7	18	1	1
	14	9	1	2
B_2	3,5	17	0,5	0,5
	7	9	0,5	0,5
	14	5	0,5	0,5

Nota: **La derivación en *B*1 se toma a un tercio de espiras a partir del extremo inferior.**

Armado de un oscilador a cristal

Ahora encararemos la construcción de la sección osciladora de un emisor, pero con funcionamiento a cristal. De los circuitos que hemos

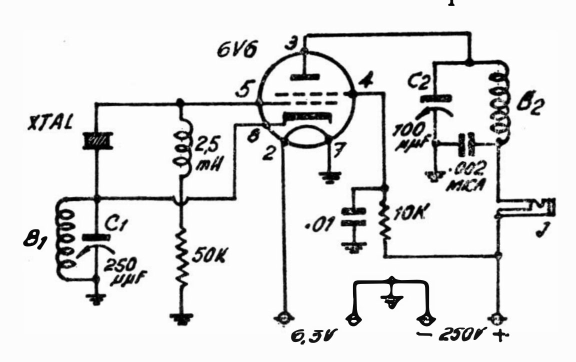


Fig. 46. — Circuito de un oscilador a cristal tri-tet.

explicado elegimos el *tri-tet*, y mostramos el proyectado en la figura 46. Se emplea la misma válvula 6V6, las mismas bobinas y los mismos capacitores variables del oscilador electrónico antes explicado. El tri-tet tiene la ventaja de ser un excelente multiplicador de frecuencia, de modo que podremos doblar en el circuito de placa sin inconvenientes y con alto rendimiento. La figura 47 nos muestra la única novedad que aparece en esta construcción y es el cristal de cuarzo, que se adquiere en el comercio con ese aspecto, y que se enchufa directamente en los

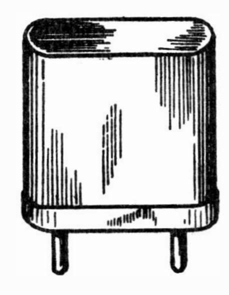


Fig. 47. — Aspecto de un cristal de cuarzo para oscilador.

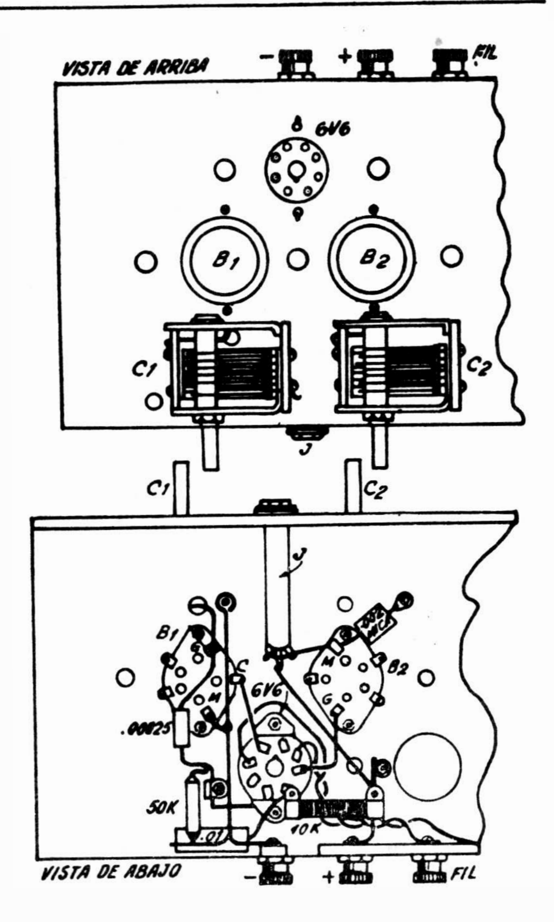


Fig. 48. — Detalles constructivos del oscilador a cristal.

agujeros extremos de un zócalo de 5 contactos o en un zócalo especial para cristales.

Para la disposición de los elementos nos remitimos a la figura 48, que nos muestra al chasis, desde arriba y desde abajo; se ha tomado también en este caso un extremo del chasis, por suponer que en el mismo se ubicarán las etapas siguientes y que serán estudiadas en el capítulo próximo.

El cristal debe adquirirse para la banda más baja o para la mitad de la frecuencia de esa banda. Por ejemplo, si el cristal se adquiere para 1,75 Mc/s, las bobinas B_1 y B_2 son exactamente las de la tabla dada anteriormente. Si el cristal es para 3,5 Mc/s la primera bobina B_1 a utilizar en esa banda debe hacerse con los datos de la segunda línea; para 7 Mc/s se hará con los datos de la tercera línea y para 14 Mc/s se hará con los datos de la tercera línea de B_2.

Para el ajuste se sigue un procedimiento parecido al indicado antes, aunque es prematuro ocuparse de esta cuestión, ya que deberemos hablar extensamente del tema al tener los emisores completos.

Día 3

Ya sabemos producir una corriente de radiofrecuencia y seguramente habremos tenido la tentación de enviarla a una antena para ver si podíamos irradiar con ella un campo radioeléctrico; pero no debemos hacer tal cosa; en primer lugar, porque disponemos de muy escasa potencia y, en segundo lugar, porque debemos aprender a respetar las reglamentaciones vigentes para los radioaficionados, las cuales exigen que entre el oscilador y la antena haya por lo menos otra etapa más. Pero si hacemos funcionar nuestro oscilador y le acercamos un captador de ondas, que puede ser un ondámetro, un indicador por pozo de grilla o simplemente un aro de Hertz, aparatos de los que nos ocuparemos oportunamente, obtendremos indicación de la existencia de una señal. Sabemos que tal señal tendrá una frecuencia comprendida en una de las bandas destinadas a los radioaficionados, y sabemos también que podemos doblar, triplicar o cuadruplicar la frecuencia básica del oscilador electrónico o del cristal. Ahora debemos ocuparnos de amplificar convenientemente esa señal hasta darle la potencia suficiente para enviarla a la antena. Y al hablar de potencia suficiente debemos fijar un límite práctico, pues sabemos que el máximo permitido es de 1 Kilowatt y el mínimo es la cifra razonable para cubrir la distancia que deseamos. Y aquí entran en juego factores económicos, ya que las válvulas y accesorios para alta potencia son costosos. Pero no nos detengamos ahora en tales consideraciones y entremos en el tema previsto para esta jornada.

AMPLIFICACION DE RADIOFRECUENCIA

Cuando se habla de amplificación al lector se le da por pensar en los amplificadores de audio, en cuyos circuitos las primeras válvulas son amplificadoras de tensión o preamplificadoras, las siguientes son excitadoras y las finales son las amplificadoras de potencia. Al ocuparnos de los emisores, la primera etapa es siempre el oscilador, las etapas siguientes son amplificadoras de señal o dobladoras de frecuencia, luego viene la etapa excitadora y finalmente el amplificador de potencia. Como vemos hay bastante similitud con los audioamplificadores, salvo en algunas denominaciones.

El oscilador ya ha sido tratado, de modo que debemos encarar ahora el estudio de las etapas amplificadoras de señal, las dobladoras, si las hubiera, las excitadoras y las amplificadoras de potencia. Pero debemos hacer la salvedad que en emisores pequeños, de potencia reducida, se saltean algunas de esas etapas, pues se llega a que la potencia que sale del oscilador puede ser suficiente para excitar a la amplificadora final o, a veces, basta con intercalar una etapa intermedia, especialmente cuando no se necesita doblar muchas veces la frecuencia básica.

Etapa simple amplificadora de R.F.

Para entrar en materia tomaremos una etapa simplificada, ya que los elementos auxiliares se verán más adelante; por esa razón mostramos en la figura 49 una etapa amplificadora con válvula triodo, la cual generalmente no se emplea en emisores. Tenemos en la figura el conjunto resonante L_1C_1 que pertenece a la placa de la válvula osciladora que no aparece en el dibujo. Estos conjuntos LC suelen llamarse *tanques*, y entonces L_1C_1 es el tanque del oscilador. Veamos la función de los otros componentes.

El capacitor C_4 es el de *acoplamiento* y permite la transferencia de la señal desde el tanque oscilador hasta la grilla de la válvula amplificadora V; a su vez, en el circuito de placa de

esta válvula hay otro circuito resonante, el tanque L_2C_2, llamado *de placa*, el cual puede sintonizarse a la misma frecuencia que el anterior L_1C_1 o al doble de esa frecuencia, si queremos doblarla.

Veamos ahora la alimentación y polarización de los electrodos de la válvula. Sabemos que la señal aplicada a la grilla produce una cierta tensión negativa entre extremos del resistor R_1;

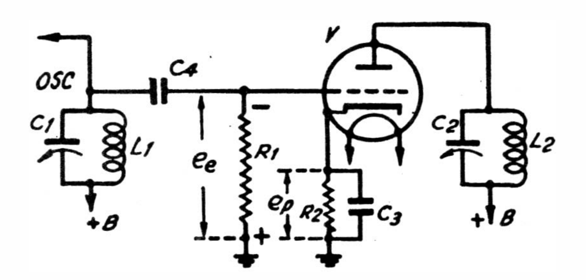


Fig. 49. — Etapa amplificadora típica con válvula triodo.

en efecto, se forma entre grilla y cátodo un diodo rectificador, en el cual el cátodo es el polo positivo y la grilla, actuando como placa. forma el polo negativo, de modo que cuando hay señal en el resistor aludido está presente una tensión e_e llamada *polarización por excitación.* La polaridad de esa tensión la deducimos siguiendo el sentido de la corriente rectificada: del cátodo a masa, entramos por el extremo inferior de R_1 y llegamos a la grilla, luego en R_1 podemos poner los signos que vemos en la figura. ¿Pero qué ocurre si por cualquier circunstancia falta la excitación o se reduce considerablemente? Que la grilla de la válvula quedará sin polarización negativa y la corriente de placa se hará muy grande, alcanzando la saturación. Esa reducción de excitación ocurre mientras no hemos sintonizado el circuito tanque del osciladior, ya que fuera de resonancia la transferencia de señal se reduce mucho. Luego, hay que proveer a la válvula de una *polarización protectora,* la cual hemos llamado e_p en la figura 49. Se obtiene simplemente insertando un resistor entre cátodo y masa, como se hace en los amplificadores de audio comunes; además, para evitar la caída de tensión de la señal de R. F. que pasa por esa resistencia R_2 se la deriva con el capacitor C_3.

La válvula *V* actúa simplemente como amplificadora, y se llama *separadora,* cuando la frecuencia de resonancia del tanque L_2C_2 es la misma que la del tanque de la osciladora L_1C_1. La misión principal de la etapa, en este caso, es evitar la influencia de la etapa amplificadora siguiente sobre el tanque de la osciladora, influencia que se traduce en una alteración de la frecuencia propia o en una reducción del rendimiento.

Pero si en la etapa amplificadora-separadora los dos tanques, el de entrada y el de salida, trabajan a la misma frecuencia, se produce un efecto muy interesante que se llama realimentación o *regeneración.* En efecto, la energía de R. F. que está en el tanque L_2C_2 vuelve en parte al circuito de grilla a través de la capacidad grilla-placa de la válvula *V* y se produce una nueva oscilación o *autooscilación.* Este fenómeno se traduce en una reducción del rendimiento de la etapa y en dificultades para hacer resonar al tanque de placa, por lo que debe ser eliminado.

Neutralización

La forma de eliminar el inconveniente de la regeneración es usar lo que se llama *neutralización;* consiste en lo que muestra la figura 50, o sea en reinyectar a la grilla parte de la señal de placa, pero con sentido contrario a la que vuelve hacia atrás a través de la capacidad grilla-placa. Dicho de otra manera, debemos realimentar a la válvula con una señal de fase opuesta a la de regeneración.

Obsérvese que el tanque de placa toma otro aspecto, pues se emplea una bobina L_2 que es doble de la que teníamos, con una derivación central para aplicar la alimentación positiva de

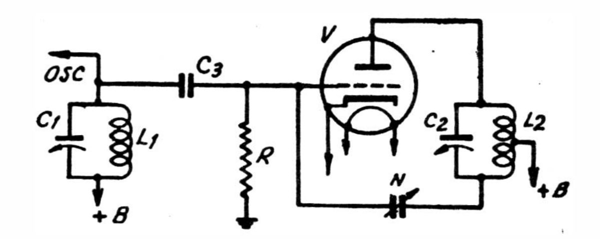


Fig. 50. — Forma de conjurar la regeneración mediante un capacitor de neutralización.

la fuente +B. Para entender lo que ocurre ahora, veamos la figura 51 que nos amplía el detalle de la bobina L_2.

En un instante dado, la corriente de R. F. en esa bobina circula en el sentido de la línea de trazos, o sea desde el punto *D* hacia el *F*. Luego, el punto *D* es positivo con respecto al *O*, mientras que el punto *F* es negativo con respecto al *O*; esto equivale a que para la señal, los puntos *D* y *F* están en *contrafase,* o sea en oposición

de fase. Entre la placa y la grilla hay dos caminos para la R. F.: los dos capacitores indicados en la figura 51; uno es la capacidad interna grilla-placa C_i, y el otro es el capacitor N de neutralización que agregamos. Si las tensiones de R. F. en las dos mitades del tanque son iguales, esos dos capacitores deben ser iguales para que

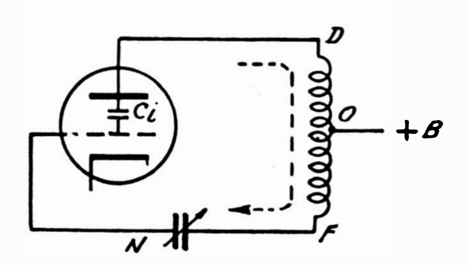


FIG. 51. — Explicación de las fases y contrafases de la señal presente en el tanque de placa.

se anule el efecto de regeneración, por estar dos tensiones iguales en oposición.

En la práctica no hace falta trabajar con tensión de neutralización igual a la de regeneración, pues basta que se equilibre el efecto. Siendo iguales, se debe ajustar N hasta que desaparezca la regeneración; si reinyectamos una tensión más pequeña, N debe ser más grande que C_i, pero siempre se podrá compensar la regeneración por ajuste de N.

¿Cómo se ajusta N en la práctica? Muy fácilmente, si observamos la figura 50. Se alimenta el oscilador conectando la tensión +B a su placa; se inserta un miliamperímetro entre el extremo inferior del resistor R y masa, con alcance 10 mA. No se aplica la tensión +B a la placa de V. En estas condiciones, parte de la energía de R. F. presente en la grilla pasa a través de la capacidad grilla-placa al circuito tanque, pero vuelve a la grilla con fase opuesta a través de N. Se gira el capacitor C_2 hasta notar que en un punto determinado se produce una disminución de la corriente de grilla, cosa que es acusada por el miliamperímetro; inmediatamente se gira N hasta que ese pozo de grilla no se produzca para ninguna posición de C_2, con lo que la etapa quedará neutralizada.

Hay otros circuitos de neutralización, pues basta encimar en la bobina L_2 de la figura 49 un lazo formado por dos o tres espiras y conectar ese lazo a la grilla, por ejemplo en serie con R_1; si la regeneración aumenta, se invierten los extremos del lazo. De este asuntos nos ocuparemos más adelante, pues la neutralización en etapas separadoras no siempre es necesaria. Además, si la etapa amplificadora es dobladora de frecuencia, la regeneración no se produce por el hecho de que la señal en placa está sintonizada a distinta frecuencia que la de grilla.

Acoplamiento eslabón

El hecho de que se use un capacitor de acoplamiento entre etapas, como el C_4 de la figura 49, modifica la frecuencia de resonancia del tanque L_1C_1. Si bien esa modificación es permanente, y puede ser corregida retocando la sintonía de dicho tanque, ocurre que esa capacidad agregada al tanque es grande cuando se trabaja con frecuencias de 7 Mc/s o mayores, lo que hace disminuir el rendimiento de dicho tanque. En efecto, el factor de calidad, llamado *factor Q*, de un circuito sintonizado está dado por una simple expresión que conocen todos los que estudiaron algo de radio, y que es:

$$Q = \frac{L}{RC}$$

o sea que se divide la inductancia de la bobina por la resistencia propia de la misma y por la capacidad actuante. Lógicamente si incrementamos C se produce una disminución del factor de calidad.

Para obviar ese inconveniente se usa otro tipo de acoplamiento entre etapas en circuitos que trabajan en frecuencias altas, y es el llamado *acoplamiento eslabón* que se muestra en la figura 52. Consiste en disponer un tanque sinto-

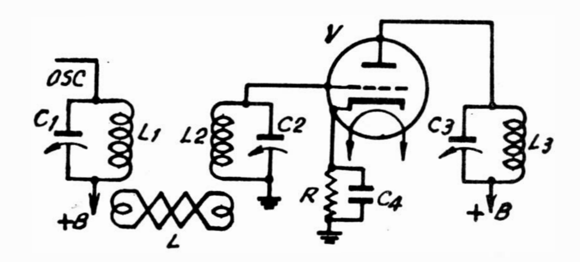


FIG. 52. — Acoplamiento eslabón que vincula un oscilador con la etapa amplificadora.

nizado en grilla, el L_2C_2, y colocar sobre las bobinas L_1 del tanque del oscilador y L_2 de ese nuevo tanque unos lazos formados por dos o tres espiras, las que se conectan entre sí mediante un trozo de dos cables trenzados o de cable *coaxil*; el cable trenzado no es otra cosa que un par de cables que se retuercen entre sí, y el cable coaxil es un cable colocado dentro de una malla de blindaje, pero que quede suficientemente separada del cable central. Los lazos aludidos

son los eslabones de que se habla en el nombre del acoplamiento, y se ubican en los extremos *fríos* de las bobinas, o sea en los extremos inferiores en el caso de la figura 52. Lado frío significa que es el de menor tensión de R. F. contra masa.

Seguidor catódico

Cuando no interesa mucho que una etapa separadora suministre amplificación, sino que trabaje realmente como separadora para indepen-

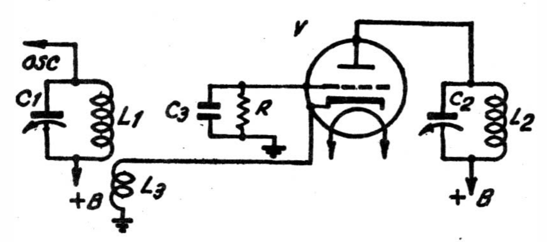


Fig. 53. — Etapa amplificadora conectada como seguidor catódico.

dizar el funcionamiento del oscilador de las etapas amplificadoras siguientes, se usa un circuito como el que muestra la figura 53, que se llama *seguidor catódico.* Otra ventaja de este sistema es que no necesita neutralización, pues no se produce la regeneración aunque se trabaje a la misma frecuencia de entrada y salida.

La señal del tanque del oscilador pasa al cátodo de la válvula V en lugar de aplicarse a la grilla, y para tomar dicha señal del tanque del oscilador se usa una bobina L_3 acoplada en el lado frío de la bobina L_1. La grilla de la válvula tiene su resistor de polarización R, pero está puesta a masa para la señal de R. F. mediante el capacitor C_3. Si seguimos el circuito cerrado desde la grilla, considerando sólo la señal, vemos que de grilla pasamos a masa por C_3, de allí al cátodo a través de L_3 y por dentro de la válvula volvemos a grilla; entonces, la señal presente en la bobina de acoplamiento queda aplicada entre grilla y cátodo y será amplificada por la válvula, apareciendo así en el tanque de placa L_2C_2. Obsérvese que por estar la grilla a masa para la R. F., la regeneración a través de la capacidad grilla-placa se va a masa y su efecto se anula; por esta razón, este tipo de etapa separadora no necesita neutralización.

Armado de un excitador

Para seguir dando detalles de índole práctica referentes al armado de partes componentes de emisores, tomaremos un conjunto formado por un oscilador y un amplificador, conjunto que sirve para excitar directamente un amplificador de potencia reducida; de ahí que ese conjunto se llame *excitador.* El esquema de la unidad se ve en la figura 54.

Se emplea una etapa osciladora a cristal, con tanque en placa, acoplada a capacidad a una etapa dobladora de frecuencia. Luego, el tanque L_1C_1 debe resonar a la frecuencia del cristal y el L_2C_2 al doble de esa frecuencia; entonces no necesitamos neutralizar la etapa amplificadora-dobladora, por trabajar con distinta frecuencia en placa y en grilla.

Las bobinas que llevan ambos tanques se construyen del tipo enchufable y sus datos construc-

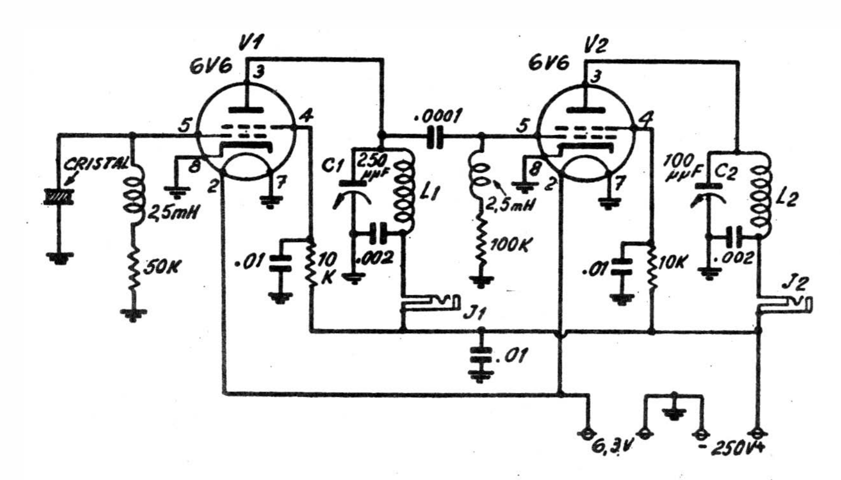


Fig. 54. — Circuito completo de un excitador, que comprende un oscilador a cristal y una etapa separadora o dobladora.

tivos son los mismos de la tabla dada en páginas anteriores. Los capacitores variables también son los mismos de los circuitos armados antes, y en serie con los tanques se intercalan los jacks para poder insertar el miliamperímetro acusador

de las corrientes de placas, pudiendo usarse un modelo de 100 mA de alcance.

Veamos ahora el chasis utilizado y la disposición de los elementos, todo lo cual se muestra en la figura 55. Como en casos anteriores, suponemos que el mismo chasis contendrá la etapa de potencia, de modo que usamos solamente un extremo del chasis para ubicar el excitador de la figura 54. El cristal se coloca en un zócalo especial para el mismo, y hay dos zócalos octales para las dos válvulas 6V6, y dos de cinco terminales para las bobinas enchufables. Los dos capacitores se aseguran al chasis mediante zapatas, y en la parte frontal del chasis se colocan los dos jacks y en la trasera los tres bornes para las conexiones del +B y de los filamentos. Si se armara un emisor completo esos bornes se suprimen, pues las conexiones de alimentación se generalizan para las otras etapas. Tampoco en este caso damos la fuente de alimentación, porque siempre se usa una fuente única en equipos de potencia reducida, y aun en los de potencia mediana.

La parte inferior de la figura 55 muestra el conexionado en el interior del chasis visto de abajo. Conviene estudiar la ubicación de los elementos, pues ése es un detalle muy importante para evitar interacciones y acoplamientos indeseables. Los cables que llevan R. F. deben ser lo más rígidos posible, mientras que los de alimentación no necesitan ese requisito. Todas las conexiones que van a masa se hacen sobre un alambre grueso que recorre el chasis y que está conectado a masa en un solo punto. En la figura 55 no se ha dibujado la conexión de los filamentos para simplificar el dibujo, pero debe llevarse un cable doble trenzado desde los bornes traseros a las patas 2 y 7 de los zócalos. Obsérvese que, dado que el cristal provee excitación prácticamente segura a la válvula, no se ha previsto la conexión de resistores para polarización protectora en los cátodos de ambas válvulas. Los choques de R. F. en serie con los resistores de polarización de las grillas no son absolutamente indispensables, pero su inclusión es recomendable.

Para ajustar este excitador se comienza por la etapa osciladora; para ello se sacan de sus zócalos V_2 y L_2. Se alimenta V_1 y se inserta el miliamperímetro en su circuito de placa; se leerá una corriente de unos 40 mA o algo menos, y si giramos C_1 se notará que para una cierta posición la lectura baja a la mitad, lo que indica que hay señal y que el tanque está sintonizado. Ahora enchufamos V_2 y L_2; inmediatamente el efecto de la capacidad interna de esta segunda válvula hará salir de sintonía al tanque oscilador, de modo que debemos retocar C_1 hasta leer el mínimo de la corriente anódica de la primera 6V6. Luego pasamos el miliamperímetro al circuito anódico de la dobladora V_2

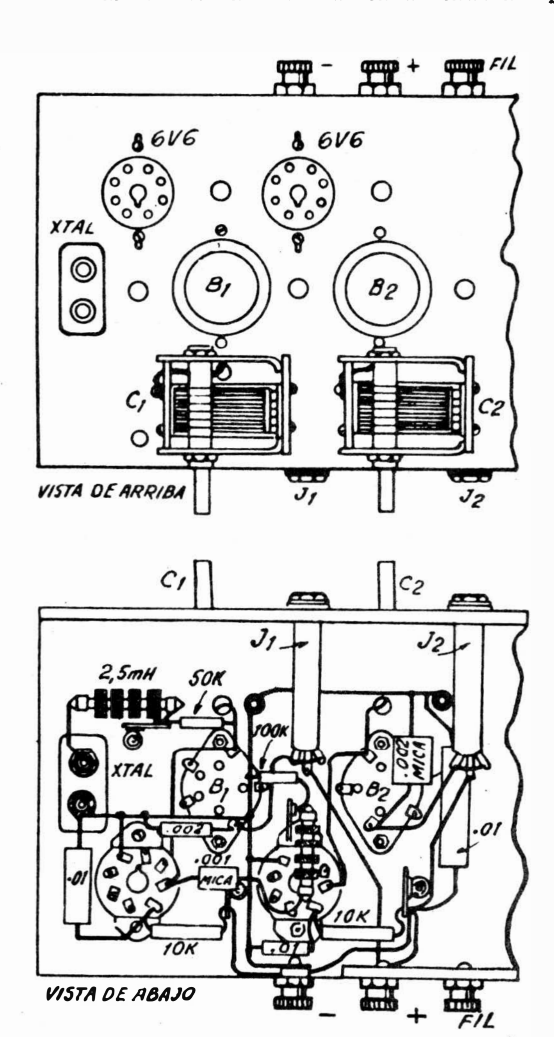


Fig. 55. — Vistas superior e inferior del chasis para mostrar la ubicación de elementos del excitador de la figura 54. B_1 y B_2 son las bobinas L_1 y L_2 de la figura 54.

y retocamos C_2 hasta obtener la indicación de corriente mínima; recuérdese que estamos sintonizando en este tanque la segunda armónica de la señal del oscilador. En esas condiciones el ajuste ha terminado y la señal de salida puede ser aplicada a la etapa amplificadora de potencia, tema del que nos ocuparemos en seguida

AMPLIFICACION DE POTENCIA DE R. F.

Desde el oscilador, donde se genera la señal de R. F., hasta que la misma pueda ser enviada a la antena emisora, puede haber pocas o muchas etapas dependiendo ello de muchos factores, como son la potencia de salida deseada, la cantidad de multiplicaciones de frecuencia que se hagan, la cantidad de bandas en que se desea salir, etc. El mínimo sí es conocido, pues la reglamentación vigente exige dos etapas, o sea osciladora y amplificadora final. Desde ese mínimo pueden diseñarse equipos con tres o más etapas, y eso lo veremos al ocuparnos de proyectos de emisores completos.

El tema que encararemos ahora es el de los amplificadores de potencia, sus circuitos básicos, variantes usuales y, cosa muy importante, el tanque de salida.

Etapas simples de salida

Para explicar los circuitos básicos prescindiremos de los detalles reales que no son indispensables para comprender el funcionamiento de la etapa; así, veremos válvulas triodo, y sabemos que se emplean preferentemente pentodos por su mayor rendimiento. Consideremos primero una etapa simple, así llamada por tener una sola válvula, que muestra la figura 56. La válvula

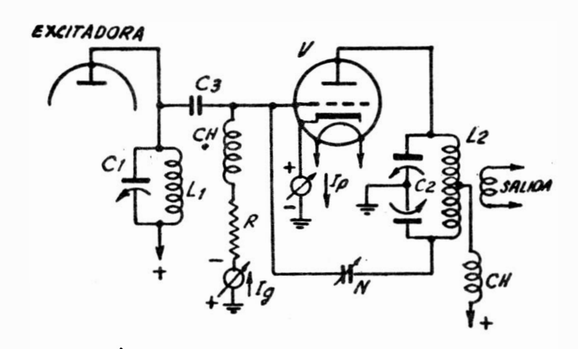


Fig. 56. — Etapa simple de salida con neutralización en placa.

V recibe la señal de R. F. proveniente de la etapa excitadora a través del capacitor de acoplamiento C_3, desde el tanque L_1C_1. En la grilla de V encontramos el resistor R de polarización cuya misión fue explicada en la figura 49, y en serie con el cual hay un choque de R. F. que denominamos CH.

Veamos un poco el mecanismo de la excitación de la válvula de potencia. La figura 57 nos aclara la situación; la señal de R. F. que llega a la grilla tiene una amplitud que supera a la tensión de polarización de grilla dada por el valor OA, en el valor OB, con lo cual, habiendo

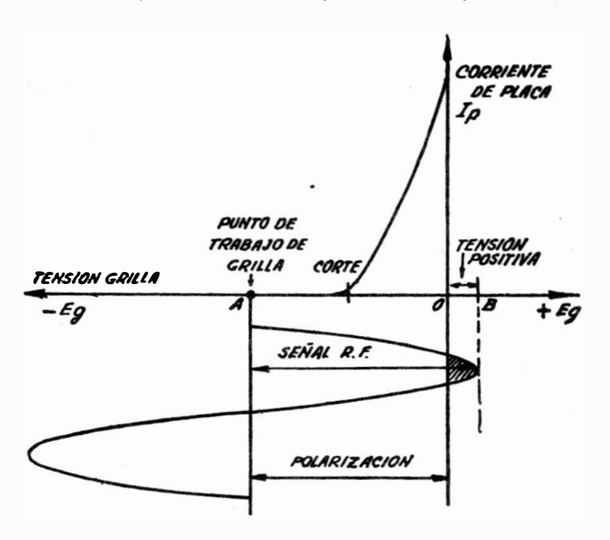


Fig. 57. — Gráfico que muestra el mecanismo de la excitación en grilla de la etapa amplificadora de potencia de R.F.

tensión positiva en la grilla ella trabaja como placa y se produce rectificación. La corriente rectificada circula de cátodo a grilla a través de R y se produce en ese resistor una caída de tensión que es la que polariza la grilla. Pero al mismo tiempo, teniéndose corriente y tensión en grilla hay una potencia dada por el producto de ambos valores y esto es muy importante: una amplificadora de potencia de R. F. en clase C debe ser excitada con potencia; *si falta la excitación no habrá corriente de grilla y tampoco polarización, con lo que la corriente de placa aumentará desmesuradamente.* Debemos cuidar que eso no ocurra, para lo cual la tensión de placa de V solo se conectará cuando estemos seguros que hay corriente de grilla. También es recomendable colocar el resistor de polarización protectora que vimos en la figura 49.

Si se quiere cumplir con la comprobación mencionada debe haber un instrumento indicador de la corriente de grilla, el cual se indica en la figura 56 con el sentido de la corriente y por ende su polaridad. Para medir la corriente de placa hay otro instrumento insertado en el cátodo, el cual también tiene indicada su polaridad, la cual, como se ve, es contraria a la del instrumento de grilla; este detalle debe tenerse en cuenta cuando se quiere usar un solo instrumento para los dos usos. En los proyectos de transmisores del capítulo 6 y 7 veremos que los

instrumentos deben derivarse con capacitores para paso de la corriente de R. F., y con los resistores que ofician de *shunts*, para modificar el alcance máximo de lectura.

Veamos ahora el tanque de salida L_2C_2. Suponemos que necesitamos neutralizar la etapa para compensar la regeneración que se produce a través de la capacidad grilla-placa de la válvula; el capacitor de neutralización N se conecta entre el extremo inferior o frío del tanque y aplica tensión a la grilla en contrafase con la tensión de regeneración. Entonces, la bobina L_2 es doble y recibe la tensión +B en su punto central; para evitar el paso de la señal de R. F. hacia la fuente de alimentación, se coloca en ese punto un choque de R. F.

Hay un detalle muy interesante y es el capacitor variable C_2. Veamos que tiene dos mitades, estando conectadas a masa las chapas móviles de ambas secciones. Ese capacitor se llama de *estator dividido*, pues las chapas móviles están agrupadas en dos mitades aisladas entre sí; si pensamos en los capacitores en tándem doble usados en los receptores comunes vemos que nuestro capacitor de estator dividido no es otra cosa que un tándem doble.

La neutralización aplicada en la forma que muestra la figura 56 se llama de placa, porque el capacitor N toma señal del tanque de placa. Hay otro sistema y es el que mostramos en la figura 58. Aquí el tanque de salida L_3C_3 es simple y en cambio hay un tanque doble en grilla, con punto medio en la bobina L_2 y puesta a masa en las chapas móviles del capacitor C_2. El extremo caliente de este tanque va a la grilla, mientras que el extremo frío recibe la señal de neutralización a través del capacitor N desde el punto caliente del tanque de placa. Desde el punto medio de la bobina L_2 se toma la pola-

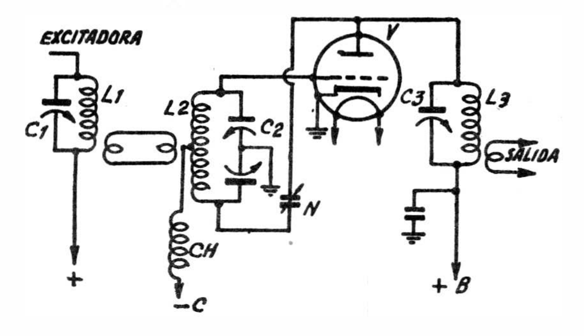


Fig. 58. — Etapa simple de salida con neutralización en grilla.

rización negativa para la grilla, la que se llama —C, y que puede provenir de una fuente auxiliar o va en ese punto un resistor a masa como en casos anteriores.

El acoplamiento entre el tanque de grilla y la etapa previa se hace en este caso por medio de un eslabón que enlaza las bobinas L_1 y L_2 y que nos es conocido. Como es fácil intuir, este tipo de etapa de salida no se encuentra difundido en equipos emisores de baja potencia por su complejidad.

Obsérvese que tanto en la figura 56 como en la 58, el acoplamiento para la antena, marcada *salida* en los esquemas, consiste en una bobina acoplada a la del tanque de placa. Hay otro tipo de etapa de salida que se ha popularizado mucho en los últimos años por su simplicidad y facilidad de ajuste, y es la que pasamos a describir.

Etapa de salida con tanque Pi

La figura 59 nos muestra la etapa que acabamos de mencionar, y hemos colocado ya una

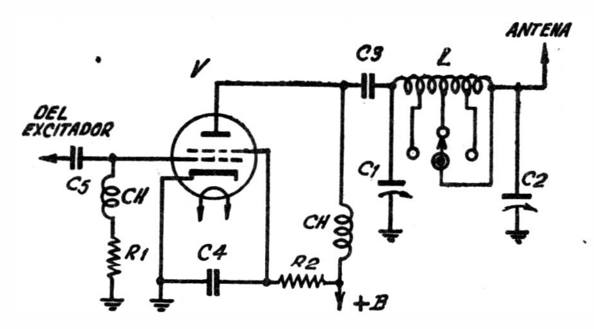


Fig. 59. — Etapa simple de salida a pentodo aplicada a un tanque Pi.

válvula pentodo para ponernos más en la realidad. En el circuito de grilla no encontramos ninguna novedad con lo que teníamos, por ejemplo, en la figura 56, y nos muestra que el capacitor C_5 trae la señal desde el excitador. Tampoco podemos considerar como novedad la existencia de grilla pantalla, que se alimenta desde el punto de alimentación +B a través de un resistor R_2, pasado a masa para la R. F. por el capacitor C_4. La novedad está en que la placa se alimenta desde el +B a través de un choque de R. F. y que desde la misma se toma la R. F. de salida a través de un capacitor C_3, desde donde llegamos al tanque de salida.

Este tanque tiene una configuración especial, que recuerda a la letra griega π, de ahí su nombre. La bobina L aparece en serie con la señal y desde ambos extremos de ella hay derivados a masa capacitores variables, los C_1 y C_2. Mos-

tramos que en la bobina L hay derivaciones porque precisamente ésa es una de las ventajas del tanque Pi, la de cambiar de banda con mucha facilidad. En efecto, la llave selectora elimina parte de la bobina para pasar a bandas de mayor frecuencia. La antena que puede acoplarse a la salida es un tipo de baja impedancia resistiva, como las conectadas mediante cables coaxi-

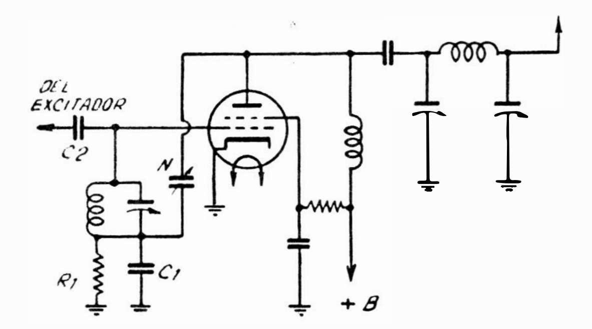


FIG. 60. — Forma de aplicar neutralización a una etapa como la de la figura 59.

les. Inclusive, este tanque es tan versátil que un simple alambre estirado, conectado como antena, se comporta aceptablemente.

El choque de placa CH que aparece en serie con la alimentación anódica debe merecer una elección cuidadosa, pues no sirven los pequeños choques de R. F. aptos para trabajar en los circuitos de grilla; deben ser hechos con alambre grueso, pues pasa por él la corriente de placa de V. Existen en plaza choques especiales para trabajar en los circuitos anódicos de las válvulas de potencia. El capacitor de acoplamiento C_3 también debe ser elegido con cuidado, pues él debe dejar pasar toda la señal de R. F. Se usan en ese lugar capacitores de mica de buena aislación, no menos de 2 a 3 veces la tensión +B que se use en el equipo. Y los capacitores C_1 y C_2 son de alta capacidad, no presentando problemas de aislación cuando el tanque está cargado; esto último quiere decir que la antena esté conectada. Suele conectarse un choque de R. F. en paralelo con C_2. Es común que en equipos emisores de baja potencia se empleen para esos dos capacitores los tandems dobles de recepción, poniendo en paralelo sus dos secciones; debe entenderse que un tándem va en C_1 y otro tándem va en C_2.

Veamos ahora cómo se efectúa la neutralización en una etapa con tanque Pi de salida, en el caso en que ello sea necesario. La figura 60 muestra lo que hemos dicho, y consiste simplemente en conectar un capacitor variable N de un valor algo mayor a la capacidad grilla-placa de la válvula, entre la placa y el extremo frío del tanque de grilla. Ese extremo debe ponerse entonces a masa para la R. F., por lo que se coloca el capacitor C_1 que queda en paralelo con el resistor de polarización de grilla R_1. En el circuito aparecen, además, el capacitor de acoplamiento del excitador, C_2, y todo el conjunto que va en los circuitos de placa y pantalla, que no se diferencian de lo que vimos en la figura 59.

Por ahora no nos interesan los valores de los elementos, ya que eso pertenece a los proyectos de circuitos concretos. Asimismo, no hemos presentado los esquemas de las fuentes de alimentación, por idéntica razón. Estamos simplemente familiarizándonos con los montajes básicos de etapas de salida.

Etapas dobles de salida

Veamos ahora cómo se plantea el caso en el cual se desea obtener mayor potencia de salida sin recurrir a válculas grandes, por ser generalmente muy costosas. Dos válvulas chicas suelen costar menos que una de doble potencia por las particularidades de nuestro mercado. Por esa razón, cuando se desea aumentar la potencia de un equipo se disponen en la etapa de salida dos válvulas iguales, y se verifica si la potencia entregada por el excitador es suficiente, modificando el proyecto si ello fuera necesario.

Hay dos tipos clásicos de etapas dobles de salida: la de conexión en paralelo y la de disposición simétrica. La etapa doble en paralelo se ve en la figura 61, y comprobamos que hay dos

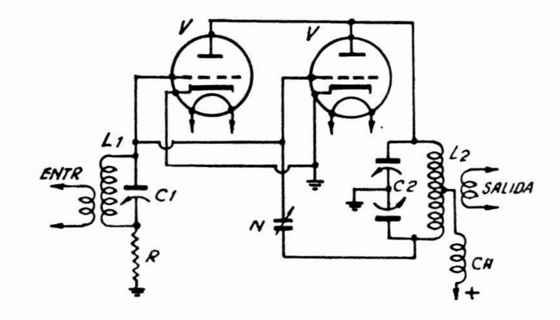


FIG. 61. — Etapa de salida con dos válvulas en paralelo.

válvulas iguales cuyos electrodos están unidos en paralelo; si fueran pentodos, las pantallas estarían también conectadas en paralelo. El detalle importante que surge inmediatamente es que, por ser dobles las corrientes, los resistores de polarización tiene la mitad del valor que si se usara una sola válvula. Eso pasa con el resistor

R de polarización de grilla, y pasaría con el resistor serie de las pantallas si fueran pentodos. En el circuito se ha supuesto que hay tanque de grilla, el L_1C_1, acoplado inductivamente por un eslabón a la etapa previa. Al extremo caliente de dicho tanque se conecta el capacitor *N* de

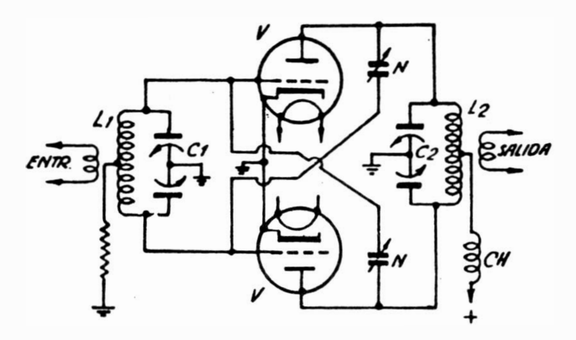


FIG. 62. — Etapa doble de salida con dos válvulas en disposición simétrica.

neutralización, que se toma del extremo frío del tanque de placa; este último es doble, si hace falta neutralización, tal como se vio en la figura 56, y, además, la conexión de grilla podría hacerse como se vio en dicha figura 56.

El otro montaje de etapa doble, el simétrico, se ve en la figura 62. Aquí hacen falta forzosamente tanques dobles en placa y en grilla aunque no se requiera neutralización, porque las válvulas acopladas en disposición simétrica se excitan con dos tensiones de R. F. de fase opuesta o en contrafase; como el excitador es una válvula simple, lo acoplamos con un eslabón al tanque de grilla L_1C_1 cuyo punto medio está a masa por la derivación en el tándem. Para una tensión inducida dada por el eslabón de la bobina L_1, si recordamos la explicación de la figura 51, tenemos que las tensiones en los extremos de la bobina están en contrafase, luego las válvulas *V* reciben en sus grillas tensiones de R. F. de fase opuesta, que es lo que se quería. Al circular por el tanque de placa la señal de R. F., el ciclo se recompone en la bobina L_2 y en el acoplamiento de salida tendremos el ciclo completo de la señal de R. F.

Obsérvese la forma de aplicar neutralización a esta etapa; los dos capacitores *N* se conectan cruzados, entre la placa de una válvula y la grilla de la otra. El ajuste de esos capacitores se hace poniéndolos en igual capacidad primero, y luego retocándolos para cumplir con el proceso explicado al ocuparnos de la figura 50.

El esquema de la figura 62 aparece como más complicado que el de la figura 61, pero es preferido para equipos de cierta potencia; en cambio el de la figura 61 es típico en emisores de baja potencia. En los proyectos de emisores completos tendremos oportunidad de volver sobre este asunto.

Armado de una etapa simple de salida

Tal como hicimos con el oscilador y con las etapas amplificadoras o separadoras, daremos ahora un ejemplo de armado de una etapa amplificadora de potencia a fin de que el lector se vaya acostumbrando a la ubicación de elementos, a la construcción de las bobinas y a todos los detalles correspondientes al proyecto de emisores. La etapa que hemos elegido como modelo es de muy baja potencia y puede ser aplicada directamente a la salida del excitador completo que vimos en la figura 54. Para que se tenga una idea de la potencia obtenible con esta etapa amplificadora, diremos que es del orden de los 18 Watt. Cuando nos ocupemos de emisores de baja y media potencia tendremos ejemplos con potencias mayores, de modo que este caso debe considerarse como ilustrativo.

La figura 63 nos muestra la etapa de salida con una sola válvula 6L6G, que se emplea mucho en emisores de muy baja potencia; en la actualidad su uso se halla algo restringido y aparecen en los proyectos otras válvulas que veremos más adelante. La señal de R. F. proviene del excitador a través del capacitor de 100 μμF. Allí vemos

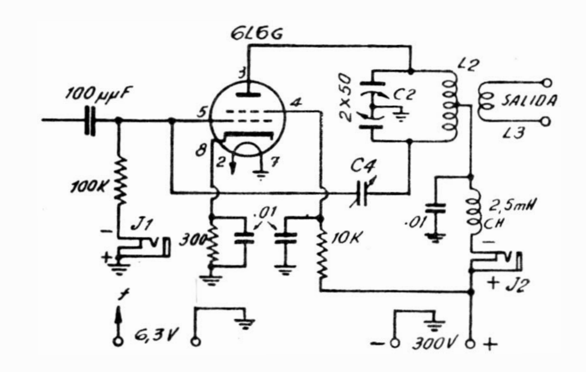
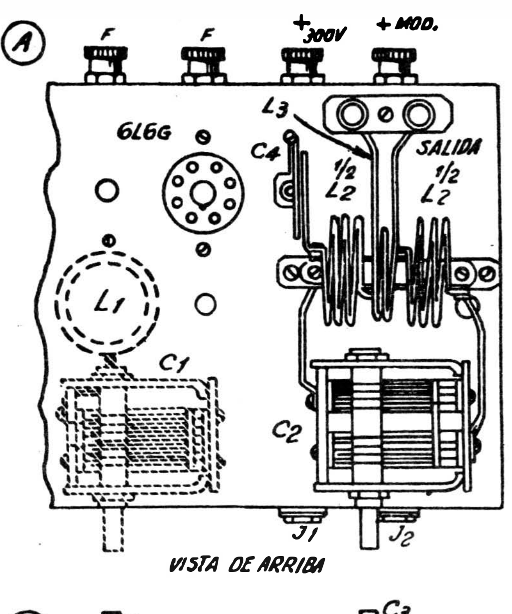


FIG. 63. — Esquema de un caso concreto de etapa de salida a pentodo que puede acoplarse al excitador de la figura 54.

también el resistor de polarización de grilla, que tiene 100 K, en serie con el cual hay un jack para insertar el miliamperímetro que nos indicará el valor de la corriente de grilla; aquí debe usarse un instrumento de 10 mA de alcance, mientras que el que usaremos para medir la corriente de placa debe ser de 100 mA. Más

adelante veremos cómo se puede usar un solo instrumento para todas esas mediciones.

En el cátodo hay un resistor para dar la polarización protectora, con un valor de 300 Ohm, derivado con un capacitor de 0,01 μF. En la



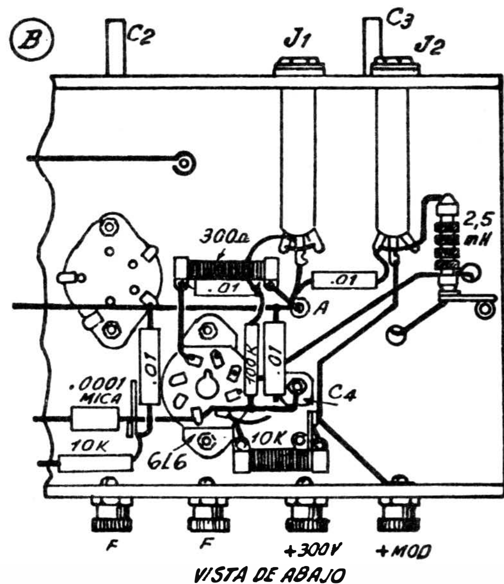


FIG. 64. — Vistas de arriba y de abajo del chasis para mostrar la ubicación de los elementos de la etapa de salida de la figura 63.

pantalla tenemos el resistor para reducir un poco la tensión en ese electrodo, con un valor de 10 K, también derivado a masa por un capacitor igual al de cátodo. Llegamos así al tanque de placa, el cual es del tipo doble, para disponer de la posibilidad de neutralizar la válvula, ya que ésta trabajará con la misma frecuencia en grilla y en placa. El capacitor de neutralización es el C_4. El capacitor del tanque es el C_2 y es un tándem doble de 50 μμF por sección. Del punto central de la bobina se toma la conexión para la tensión +B, pero se intercala un filtro de R. F. formado por un choque de 2,5 mHy y el capacitor de 0,01 μF. Desde el extremo inferior o frío de la bobina se toma la conexión para la neutralización. Los bornes para la alimentación incluyen los dos para filamentos, 6,3 V y los dos para la tensión +B, 300 V. El acoplamiento de antena se hace con la bobina L_3.

Pasemos ahora a la ubicación de los elementos sobre el chasis, el cual es la otra parte del chasis que ya mostramos en el excitador de la figura 55. Ahora nos remitimos a la figura 64, donde hay una vista de abajo y una de arriba de ese chasis. En la vista superior observamos el zócalo para la bobina L_1 del excitador y el capacitor variable C_1 que forma tanque con dicha bobina, ambos elementos dibujados en trazos punteados. El resto de elementos pertenece a la etapa de salida propiamente dicha, que es la que armamos ahora.

Las dos novedades de interés son la bobina de tanque, que aparece en dos mitades separadas para colocar en el centro la de acoplamiento de antena, y el capacitor de neutralización, que es improvisado, como veremos. La bobina de salida se amarra mediante dos alambres rígidos a un tablerito de dos bornes, a los cuales se conectará la línea de antena; este tablerito se arrima, colocado muy cerca del borne de + 300 V.

Veamos cómo se arman las bobinas del tanque de salida. Usamos para ellas alambre rígido, del tipo esmaltado o estañado, y las arrollamos sobre una forma de 38 mm de diámetro, que luego se retira. Las dos bobinas se sujetan entre dos tiras de lucite y se montan sobre aisladores columna, en la forma como lo muestra la figura 64. Como necesitamos bobinas para cada banda, las hacemos enchufables, usando como bulones de soporte los del tipo *plug banana*. En el espacio vacío entre las dos mitades de la bobina L_2 va la L_3 de acoplamiento, en la forma como lo muestra la figura 64. El tanque para las distintas bandas tendrá las cantidades de espiras, alambres y separaciones entre espiras que indica la siguiente tabla; las cantidades de espiras se dan como cifras formadas por dos mitades, porque esa bobina se hace así, como lo indica la figura 64. Veamos la tabla de bobinas del tanque:

Tabla de bobinas del tanque de salida

Banda Mc/s	Cantidad espiras	Diámetro alambre	Separación entre espiras
3,5	16 + 16	0,8 mm	0,8 mm
7	8 + 8	1,0 mm	1,0 mm
14	4 + 4	1,5 mm	3,0 mm
28	2 + 2	2,0 mm	4,0 mm

Veamos ahora cómo se improvisa el capacitor de neutralización C_4. Se toman dos chapitas de bronce de 1,0 × 2,5 cm; una de ellas se suelda al extremo de la bobina L_2 que queda más cerca de la válvula, y tal como se ve en la figura 64. La otra se suelda a un tornillo pasante, aislado del chasis, y que se conecta a la grilla con un alambre rígido. Como estas dos chapitas están aseguradas en cantos opuestos se puede fácilmente acercarlas o alejarlas para el ajuste de la capacidad de neutralización.

Obsérvese en la figura 64 que se ha dispuesto, como en casos anteriores, una barra ómnibus, que oficia de masa común y que está unida a chasis en un solo punto. En el dibujo de esta figura no se colocaron las conexiones del filamento de la 6L6, patas 2 y 7 del zócalo, para no complicar la vista de los elementos. Esa conexión se hace con un cordón trenzado.

Veamos ahora el ajuste de la etapa de salida que hemos armado: si tenemos ajustado el excitador que describimos en la figura 54, mantenemos sin conectar el +B de placa de la 6L6, pero insertamos el miliamperímetro de 10 mA en el jack J_1 de grilla y se lee la corriente. Como el resistor de polarización de grilla es de 100 K, si multiplicamos la intensidad leída por esa resistencia obtendremos la tensión en grilla, la cual no debe ser menor de 100 V; esto nos dice que la corriente de grilla no debe ser inferior a 1 mA en ninguna banda. Si retocamos la posición del capacitor C_1 del tanque del excitador, posiblemente veremos incrementar algo la corriente de grilla.

Ahora procederemos a neutralizar la etapa. Dejando el miliamperímetro en grilla se gira lentamente el capacitor C_2 del tanque de placa, y seguramente se llegará a una posición en la cual la corriente de grilla acusa una variación; ello indica que debe retocarse el capacitor de neutralización, alejando o acercando un poco las chapitas de C_4. Si girando C_2 el instrumento de grilla no acusa más el movimiento de aguja, la etapa queda neutralizada.

Recién entonces se inserta el instrumento de 100 mA en placa y se conecta la tensión + 300 V. Se gira C_2, una vez puesta la bobina de la banda deseada, hasta que la corriente de placa caiga al mínimo, lo que indica resonancia. Para la 6L6 ese mínimo será de unos 12 mA. Si ahora conectamos la antena y variamos la posición de la bobina de acoplamiento L_3 se logrará aumentar el consumo anódico hasta unos 60 mA, que es el máximo de esta etapa.

Este procedimiento de ajuste se aplica a cualquier otro emisor que tenga una etapa de salida con el tipo de tanque que tiene la que hemos presentado como modelo. Variarán las corrientes por leer, pues ellas dependen de la válvula o válvulas que constituyan esa etapa final, pero el método no se altera. Para etapas de salida con otros tipos de tanque el procedimiento se altera un poco y lo describiremos cuando nos enfrentemos a un proyecto determinado, cosa que haremos más adelante.

Balance de potencias

Hemos presentado una cantidad de circuitos de etapas de salida de emisores y debemos ahora analizar las relaciones entre tensiones, corrientes

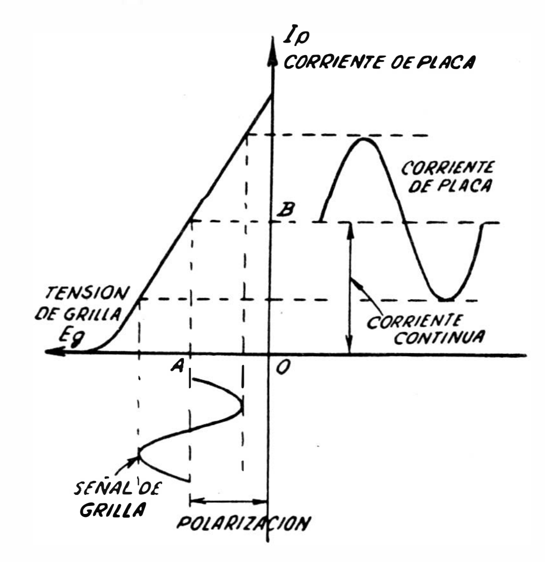


Fig. 65. — Diagrama de trabajo, mostrado sobre la característica grilla-placa, de una válvula amplificando en clase *A*.

y potencias de entrada y salida de las mismas. Lo primero que mencionaremos es lo que se llama *clase de trabajo*, que se refiere a cualquier válvula que trabaja como amplificadora de potencia. Hay tres clases, las llamadas *A*, *B* y *C*.

Se llama clase *A* cuando la polarización de grilla está en el centro de la parte recta de la característica de grilla (ver figura 65), y por

ende la corriente de placa circula durante todo el ciclo de la señal en grilla. Para un valor dado de *polarización*, o sea de la tensión negativa de grilla, como el valor *OA*, la corriente continua de placa adquiere el valor *OB*. La señal en placa tiene forma exactamente senoidal, y se aparta del eje horizontal que pasa por *B* tanto hacia arriba como hacia abajo. Por ser una senoide perfecta, no puede esperarse que se generen armónicas en este tipo de amplificador, si recordamos lo visto en la figura 40. El rendimiento de un amplificador clase *A* es del 50 % como máximo, por lo que no suele usarse en transmisión.

La clase *B* se usa siempre con dos válvulas, pues cada una aporta medio ciclo de la señal de salida (recordar figura 62); la figura 66 nos muestra las condiciones de trabajo. La polarización de grilla es igual al *valor de corte*, así

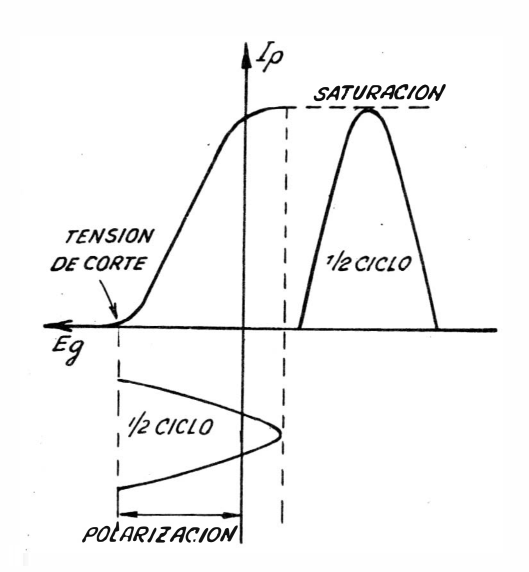


FIG. 66. — Diagrama de trabajo de una válvula amplificando en clase *B*.

llamado porque con esa tensión negativa de grilla la válvula anula su corriente de placa. Luego, la corriente continua de placa es un valor muy bajo si no hay señal de entrada. Cuando se aplica señal, medio ciclo, pues el otro medio lo provee otra válvula, la corriente de placa alcanza el valor máximo o de *saturación*. Claro, el promedio no es tan grande, pues en una senoide perfecta vale 0,64 del valor de cresta. El rendimiento de la amplificación clase *B* es del orden del 60 %; se usa en emisores grandes, pues en los chicos y medianos se prefiere la que sigue.

La clase *C* se ve en la figura 67. La polari-

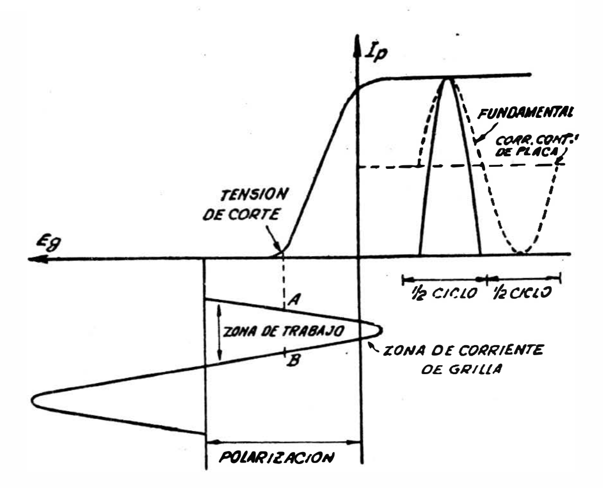


FIG. 67. Diagrama de trabajo de una válvula amplificando en clase *C*.

zación de la válvula o sea la tensión negativa de grilla es el doble o más de la tensión de corte; luego, al aplicar señal a la grilla, la corriente de placa solo puede fluir desde el punto *A* hasta el punto *B* o sea menos de medio ciclo. La amplitud de la señal de R. F. supera a la polarización de grilla, tal como fue explicado en la figura 57 y habrá corriente de grilla. La corriente de placa presenta una curva alargada, que puede ser descompuesta en una senoide fundamental, y en un cierto contenido de armónicas, con una corriente continua o de reposo más o menos igual a la mitad de la corriente de saturación, como se deduce del gráfico. Es evidente que en emisores de aficionados, donde es común que se necesite doblar frecuencia, se haya adoptado como preferible la clase *C* de amplificación; por eso, y por su alto rendimiento, que en emisores chicos y medianos no baja del 70 %.

Veamos ahora el balance de potencias. La figura 68 nos muestra en forma sintética una etapa de salida, que supondremos en clase *C*. Puede corresponder a los esquemas de las figuras 56, 58 ó 59, pero también al de la figura 61,

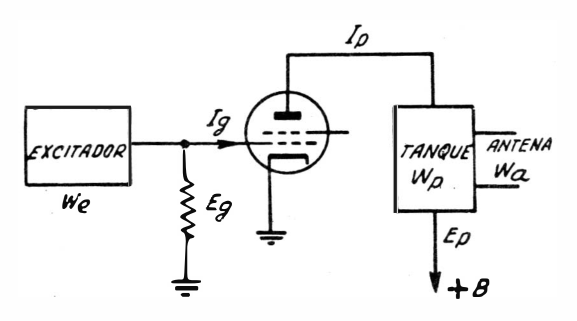


FIG. 68. — Esquema simbólico para hacer el balance de potencia en un amplificador de salida.

pues en clase C pueden trabajar dos válvulas en paralelo. El excitador debe suministrar una potencia W_e, y en el tanque de placa tenemos una potencia llamada *de entrada a la etapa final*, o sea W_p. La antena recibe una potencia de salida W_a. La potencia de continua absorbida por la grilla se calcula multiplicando E_g, que es la polarización de grilla, por I_g, corriente continua de grilla que medimos siempre con un miliamperímetro. La potencia de entrada o continua de placa se calcula multiplicando la tensión +B de alimentación E_p por la corriente continua de placa I_p que también medimos con un miliamperímetro. La potencia de antena se obtiene multiplicando la potencia continua de placa, W_p, por el rendimiento, tomado en decimales. Por ejemplo, la válvula 6L6 que teníamos en la figura 62 tiene una potencia de entrada a placa de:

$$300 \times 0{,}060 = 18 \text{ Watt}$$

donde hemos convertido los 60 mA en Amper para poder realizar los cálculos. El rendimiento de la clase C es del 70 %, o sea 0,70, luego la potencia en antena será:

$$18 \times 0{,}70 = 12{,}6 \text{ Watt}$$

si bien esta cifra dependerá de la eficacia con que se cargue la antena. En los emisores se acostumbra a dar como la potencia nominal a la cifra W_p, o sea la continua de entrada al circuito de placa.

La pregunta lógica ahora es: ¿cuál es la potencia que debe entregar el excitador para asegurar el funcionamiento de la etapa de salida? Bueno, para eso hay reglas empíricas, que dicen:

a) en las etapas de potencia a triodos, la potencia de excitación debe ser como mínimo el 25 % de la potencia de entrada a la válvula final.

b) en las etapas de potencia a pentodo, la potencia de excitación debe ser, como mínimo, el 15 % de la potencia continua en esa etapa final.

Veamos por ejemplo el caso planteado en la figura 63. La etapa final es un pentodo cuya potencia de entrada o de continua sabemos que valía 18 Watt. Veamos cuál es la potencia de excitación necesaria: $0{,}15 \times 18 = 2{,}4$ Watt. Ahora verifiquemos si el excitador entrega esa potencia. La 6V6 que aparece en segundo término en la figura 54 trabaja con una potencia de entrada que resulta de multiplicar la tensión 250 Volt por la corriente de ajuste, que es 20 mA. Ese producto da 5 Watt. Como es una etapa clase C, el rendimiento es del 70 %, por lo que la potencia que entregará este excitador a la grilla de la etapa de potencia será: $0{,}75 \times 5 = 3{,}5$ Watt, cifra que cubre bien la necesidad estipulada de 2,5 Watt antes encontrada.

Todas estas consideraciones deben ser tenidas en cuenta al realizar proyectos de emisores, y los circuitos de transmisores completos que se presentarán están calculados para cumplir con ellas. El lector puede dudar en cuanto al valor de la resistencia de polarización u otra cifra, pero si se atiene a los valores que se dan en los esquemas no tendrá problemas.

NOTA:

Los cambios introducidos en este libro al actualizar algunos equipos han obligado a modificar la diagramación y se debió prescindir de los números indicativos de figuras: 88 - 89 - 104 - 117 - 119 - 120 - 121 - 122 - 123 - 138 - 139 - 169 - 170 - 171 - 172 - 173, lo cual no entorpece la lectura del libro.

Día 4

En las jornadas anteriores hemos estudiado las ondas, su generación, la forma de producir una señal y de amplificarla, con lo que podríamos ya encarar el proyecto de un emisor capaz de enviar una señal a través del espacio. Pero, cualquiera que recibiera tal señal debería interpretarla, y para ello tenemos que incorporarle el sonido captado por un micrófono; claro que si usamos el código Morse, interrumpiendo la señal a intervalos regulares, tal como se ha visto en forma sucinta, sería posible transmitir un mensaje, pero la mayor parte de los aficionados prefieren hablar directamente ante un micrófono y que el corresponsal, así llamado el que escucha nuestra transmisión, oiga directamente en su parlante lo que decimos. Entonces, si bien nos ocuparemos de los emisores de señales telegráficas, tenemos que estudiar los circuitos encargados de inyectar sobre la señal de radio el sonido de un micrófono, o sea los moduladores, de cuya existencia ya tenemos noticia.

Tenemos fijado el tema de la presente jornada: los moduladores; de ellos nos interesarán particularmente los que se emplean en emisores de aficionados transmisoristas, aunque se debe estudiar la modulación en general para facilitar la comprensión del funcionamiento de los que usemos en nuestros equipos. Así, solo resta entrar en materia.

MODULACION Y MODULADORES

El presente tema es de gran extensión y se podría dedicar todo un libro a desarrollarlo, de modo que debemos fijar restricciones a su extensión para encuadrarlo en lo que realmente necesita el lector de este libro. Por ejemplo, existen tres tipos básicos de modulación, la de amplitud, la de frecuencia y la de fase; si bien se mencionan las dos últimas, estudiaremos en detalle solamente la primera, por ser la que se usa en equipos de aficionados. Por otra parte, puede modularse prácticamente en todos los electrodos de una válvula, pero en los transmisores de potencia reducida y media se emplea preferentemente la modulación en placa, y en algunos equipos la modulación en pantalla; es lógico que si bien se mencionarán los otros tipos, no se proyectarán circuitos que los contengan, pues quedan reservados a otra clase de estudios o pertenecen al archivo de las cosas interesantes pero no prácticas.

Las aclaraciones precedentes son para justificar el hecho de que no debe buscarse en este capítulo un curso completo sobre modulación, sino un estudio orientado hacia las necesidades del lector para poder comprender el funcionamiento de su transmisor, proyectarlo y aun construirlo. Entonces, retomamos el tema que nos ha fijado el título general.

Micrófonos

Lo primero que necesitamos para modular con la voz u otros sonidos a una onda portadora o señal de R. F. es un micrófono. Es éste un dispositivo que recibe las presiones sonoras del recinto y las convierte en una señal de audiofrecuencia, la cual puede ser una tensión o una corriente. Por esa particularidad el micrófono puede llamarse transformador electroacústico, pero de seguir con esas concepciones deberíamos entrar en consideraciones teóricas que escapan de nuestro objetivo.

Se han ideado muchos dispositivos capaces de convertir la onda sonora, o sea las presiones y depresiones que el sonido produce en el aire ambiente, en una tensión o una corriente del tipo alternado, aunque no senoidal pura salvo que el sonido sea un tono puro, cosa muy rara. Así, en forma simplemente ilustrativa, podemos enumerar los micrófonos a carbón, a cristal, dinámi-

cos, a capacitor, a cinta, etc. cuyos comportamientos se estudian y diseñan para las necesidades de los estudios de transmisión de radio y TV. Intencionalmente hemos puesto en primer término a los tres tipos que suelen usarse para emisores de aficionados, aunque también en éstos son más comunes los dos primeros.

Suponemos que el lector conoce un micrófono, pero de todos modos vamos a repasar su principio de funcionamiento. Comencemos por el *micrófono de carbón*, cuyo corte esquemático se muestra en la figura 69 y que nos resulta conocido por ser el que tienen los teléfonos domiciliarios. Consta de una cápsula llena de granos de carbón mineral (grafito), los que son con-

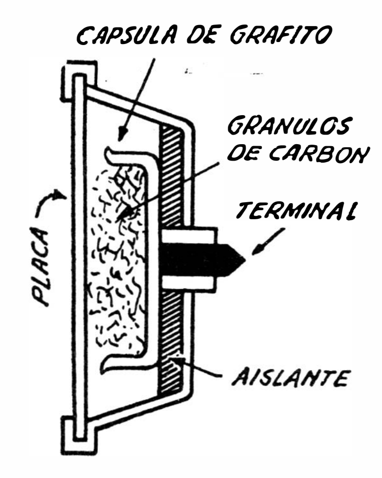


FIG. 69. — Corte esquemático de un micrófono a carbón de cápsula simple.

ductores, pero la resistencia de contacto entre los granos depende de la presión a que estén sometidos unos contra otros. En otras palabras, esa cápsula presenta una cierta resistencia al paso de la corriente, la cual depende de la presión que haga sobre la masa de granos una tapa o membrana elástica. El fondo de la cápsula se aísla y se saca de él un terminal, y la caja metálica es el otro terminal. Las ondas sonoras inciden sobre la placa frontal y presionan y depresionan sobre ella, produciendo alteraciones en la resistencia eléctrica de la masa de grafito. Ahora veamos cómo obtenemos lo que deseamos con este aparatito.

Si conectamos nuestra cápsula en el circuito que muestra la figura 70 vemos que la cápsula queda en serie con el primario de un transformador y con una batería. Como hay un circuito cerrado, pasará corriente continua por éste, pero la intensidad de la corriente dependerá de la resistencia que tenga en cada instante la cápsula de grafito; luego, si hablamos delante de la placa frontal, la corriente no mantendrá una intensidad constante, sino que presentará variaciones cuya forma sigue la voz del que habló.

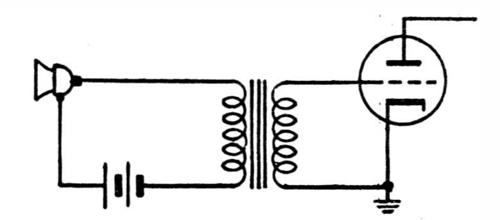


FIG. 70. — Esquema de conexiones de una cápsula simple de carbón.

Una corriente variable induce en el secundario del transformador una tensión variable, cuya forma de variación o forma de onda es coincidente con la de la corriente primaria, eliminándose la componente continua que tenía esa corriente. Luego, en el secundario del transformador, o sea en el circuito de grilla de la válvula, tenemos una señal de audio y la válvula la amplificará. El asunto es sencillo y fácil de entender ¿no es así?

Los micrófonos de carbón tienen una buena señal de salida, pero producen deformación, y eso lo saben todos los que hablan por teléfono. Parte de esa deformación, que se debe a una falta de proporcionalidad entre presión sonora y variación de resistencia de la cápsula, se puede eliminar mediante un montaje simétrico con dos cápsulas, algo así como un ***push-pull*** de micrófonos. En realidad se usan a veces los micrófonos de carbón de cápsula doble, también llamados de *doble botón*, cuyo corte esquemático se muestra en la figura 71, y que es suficientemente clara si se la com-

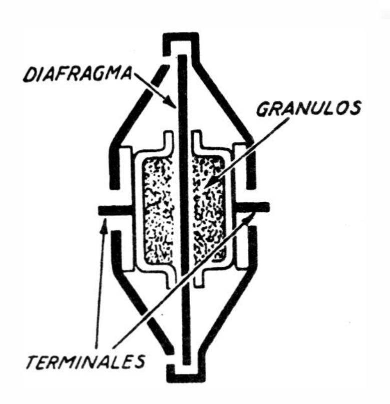


FIG. 71. — Corte esquemático de un micrófono a carbón de doble botón.

para con la figura 69. Para conectar un micrófono de carbón de doble botón necesitamos un transformador con primario doble, o sea con derivación central, y entonces el circuito de aplicación es el de la figura 72; el funcionamiento es similar al de la figura 70, pero la distorsión se reduce por eliminación de armónicas pares, como ocurre en toda disposición simétrica en circuitos de audio.

El problema que presentan los micrófonos a carbón para los aficionados es la necesidad de

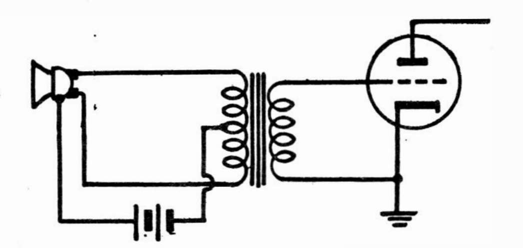


Fig. 72. — Esquema de conexiones del micrófono a carbón de cápsula doble.

emplear baterías para la corriente de circulación en el micrófono, las cuales con el tiempo se inutilizan aun sin uso. Eso puede obviarse tomando corriente continua de alguna parte del circuito del emisor, como podría ser del circuito de filamentos, mediante una rectificación, o en la forma como muestra la figura 73. Se trata de colocar la cápsula de carbón como resistor

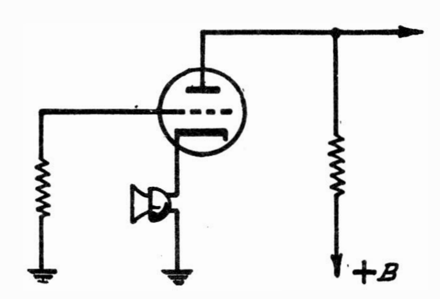


Fig. 73. — Forma de conectar una cápsula a carbón en el cátodo de una válvula.

de cátodo, haciendo pasar por ella la corriente de placa de la válvula. Este detalle pertenece ya a los proyectos de circuitos reales de utilización, de modo que por ahora lo dejaremos con estas referencias sucintas.

Pasemos a otro tipo de micrófono que goza de preferencias entre los aficionados por tener alta impedancia y ser de precio moderado. Nos referimos al *micrófono de cristal*, cuyo corte esquemático se ve en la figura 74. Todos hemos

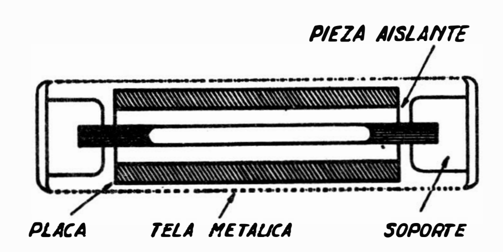


Fig. 74. — Corte esquemático de una cápsula microfónica a cristal.

visto los fonocaptores a cristal para pasar discos y sabemos que tienen una cápsula de cristal de cuarzo, la cual, al estar sometida a las presiones de la púa generan una señal de audiofrecuencia. Bien, si colocamos una placa que presione sobre una pastilla de cristal, las ondas sonoras ejercerán presiones sobre la pastilla y generarán una señal de audio y tenemos ya nuestro micrófono.

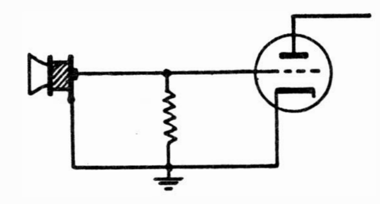


Fig. 75. — Esquema de conexiones de la cápsula microfónica a cristal.

Debido a que la pastilla tiene alta resistencia puede conectarse directamente a la grilla de una válvula (figura 75), y se elimina el transformador del otro tipo de micrófono. La única desventaja es que da menor salida y por ende hay que colocarle alguna etapa amplificadora adicional, como veremos en los circuitos de moduladores prácticos.

Finalmente, cabe mencionar el *micrófono dinámico*, poco usado por los aficionados por su mayor costo y la necesidad de transformador. Su corte esquemático se ve en la figura 76, y

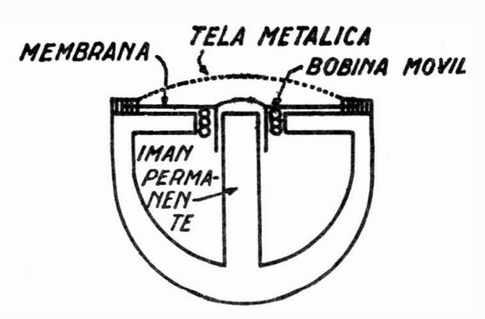


Fig. 76. — Corte esquemático de un micrófono dinámico.

hay una bobina que se mueve dentro del campo magnético de un imán permanente y que está sujeta a una membrana frontal. Las ondas so-

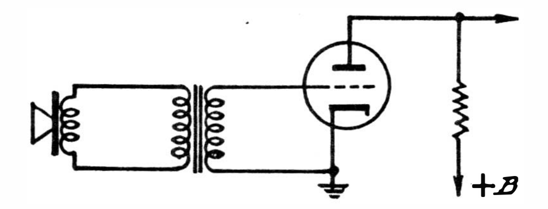


Fig. 77. — Esquema de conexiones del micrófono dinámico.

noras hacen vibrar a la placa y con ello a la bobina, la que por moverse en el campo magnético genera una tensión cuya frecuencia coincide con la de la vibración y cuya forma de onda es la de la onda sonora que da origen al fenómeno. Este aparatito tiene gran similitud constructiva con los parlantes comunes y, como ellos, tiene baja impedancia, por lo que para acoplarlo a una válvula debe intercalarse un transformador elevador de impedancia, tal como lo muestra la figura 77. Se lo prefiere por su buena calidad de sonido, aunque solo se lo emplea en equipos de calidad que llevan material de mayor precio. La mención ha sido, pues, ilustrativa.

La onda modulada

Una vez que tenemos la señal de audio, por conversión de la onda sonora en una corriente o una tensión eléctrica, tenemos que amplificarla hasta llegar a la amplitud deseada, y luego superponerla a la señal de R. F. o portadora para

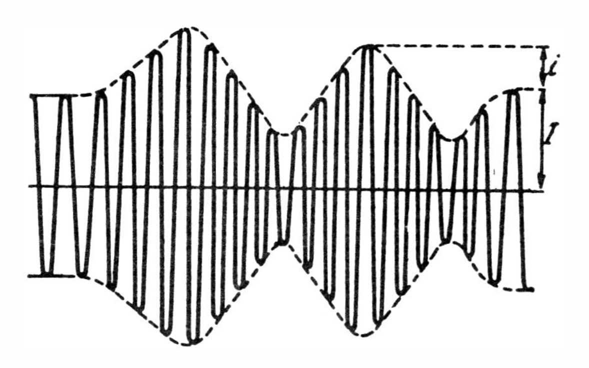


Fig. 78. — Gráfico de una onda o portadora modulada.

poder enviarla al espacio en forma de onda radioeléctrica modulada. Esta onda modulada tiene la forma que muestra la figura 78, siendo la señal de R. F. la que corresponde a los trazos llenos y la de audio a la de trazos cortados.

Si se analiza la figura se observa que todo lo que hacemos, en realidad, es variar la amplitud de la señal de R. F. siguiendo una forma cuya envolvente es igual a la señal de audio, pero no es ella misma, porque en la onda modulada no hay dos frecuencias sino únicamente la de la R.F. Esto es muy importante, porque explica de por sí el proceso de la modulación. Es decir que tomamos la señal de R.F. de amplitud I y variamos esa amplitud hasta un valor $(I + i)$ como máximo y hasta un valor $(I - i)$ como mínimo, siendo i la amplitud o cresta de la señal de audio que disponemos. Esa variación de amplitud en

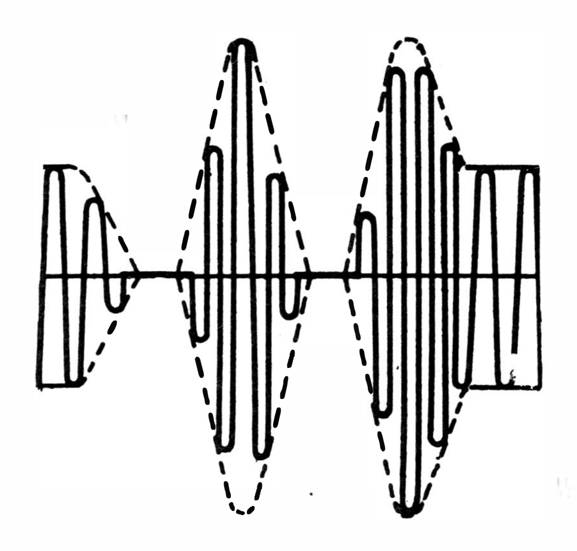


Fig. 79. — Gráfico de una onda con sobremodulación.

la R. F. no implica que estemos sumando las dos señales, sino que usamos la de audio como guía para hacer fluctuar la amplitud de la R. F.

De la figura 78 se deduce que la máxima variación de amplitud que puede obtenerse para el valor I es cuando $I = i$, pues si se sobrepasa ese valor se produce lo que ilustra la figura 79, que se llama *sobremodulación.* En este caso, al extraer la señal de audio en el receptor la misma sale deformada por el achatamiento de sus crestas. Tampoco conviene que la amplitud i sea muy chica, porque de esta forma estamos usando una señal de R. F. muy intensa para tener una de audio que podría ser mayor. Cuando la amplitud máxima de la señal de audio es igual a la de R. F. se dice que la modulación es 100 %. En la práctica eso ocurre en ciertos instantes, pues la amplitud de la señal de audio depende de la amplitud de la onda sonora que se produce de-

lante del micrófono y ella varía continuamente.

Veamos ahora cómo se logra que la señal de audio (A. F.) nos proporcione variaciones de amplitud en la señal de R. F., o sea lo que precisamente es el proceso de la modulación. Para comprenderlo, explicaremos los tipos más comunes de moduladores y quedará bien aclarado el asunto.

Modulación en grilla

Supongamos que tenemos una etapa amplificadora de R. F. como la que se muestra en la figura 80. Hemos hecho una cantidad de simplificaciones para facilitar la comprensión del lector, como por ejemplo suponer que usamos un triodo, que no se usa acoplamiento de antena y que la alimentación se toma de baterías. El tanque de placa siempre es *LC*, la fuente de placa es *B* y la señal de R. F. que aparece a la entrada proviene de las etapas previas. La grilla lleva su polarización, que en este caso está dada por la batería B_1.

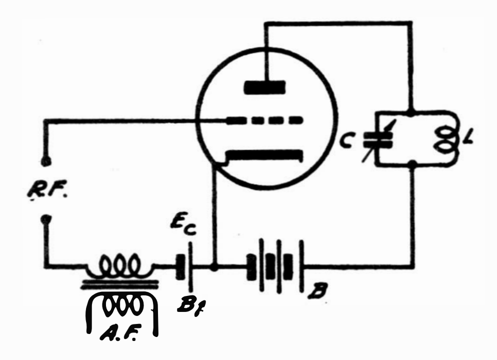


FIG. 80. — Esquema sintético de la modulación en grilla.

Pero en el circuito de grilla se halla intercalado un transformador de audio, cuyo primario recibe la señal de audiofrecuencia (A. F.) proveniente del amplificador de micrófono. En el secundario se inducirá una tensión de audio, la que se superpone en cada instante a la polarización básica de la batería, y entonces la válvula en lugar de tener una tensión negativa fija en grilla tendrá la suma de la continua y la de audio.

Ahora podemos ver lo que sucede si recurrimos a la figura 81 que nos muestra la superposición de la señal de A. F. a la polarización básica de grilla. El punto más positivo del ciclo de audio es el *A* y él permite que la señal de R. F. en placa tenga ciclos de su amplitud máxima; el punto más negativo del ciclo de audio es el *B*, y él hace reducir mucho la amplitud de los ciclos de R. F. en placa, los que hemos llamado mínimos. De esto a la figura 78 no hay ninguna diferencia, pues si bien en la 81 hemos tomado solo dos puntos, si hiciéramos la construcción por puntos obtendríamos que la señal en placa de la válvula tendría la forma de onda de la figura 78, o sea que se trata de una onda modulada.

El inconveniente de la modulación en grilla es su alta distorsión, porque la característica de grilla de la válvula no es una línea recta y entonces la envolvente de las crestas de R. F. no es igual a la forma de onda de la señal original de audio, sino que aparece una fuerte deformación. Por tan motivo, no se emplea este tipo de modulación más que en emisores de muy alta potencia, donde las válvulas son triodos, trabajando en clase A.

Modulación en placa

En los emisores que trabajan en clase *C*, como son la mayoría de los que emplean los aficionados, no se puede usar la modulación en grilla y suele preferirse la que estudiaremos ahora. Tiene el inconveniente de que requiere mayor potencia de audio, pero como las potencias de esos emisores no son muy grandes, ese problema no es muy importante. El esquema básico de la modulación en placa lo tenemos en la figura 82.

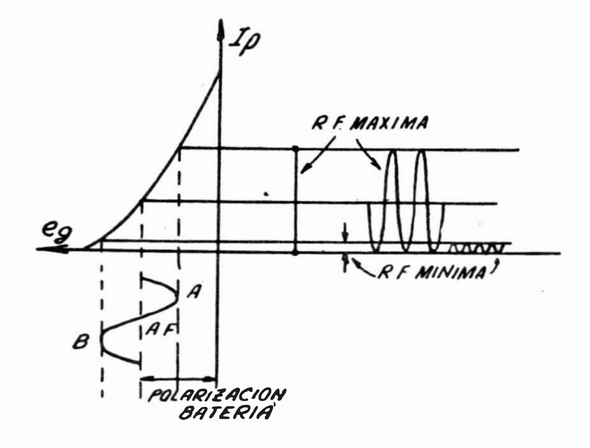


FIG. 81. — Forma como se produce la modulación en grilla.

Vemos allí una válvula amplificadora de potencia de un emisor, la última que tiene en su circuito, con la entrada de R. F. proveniente de las etapas previas, el tanque *LC* de placa y el ca-

pacitor C_1 que cierra el circuito para la corriente de R. F.

Pero falta la alimentación de placa de la válvula, la que se toma de la fuente +B, pero en serie con la corriente continua de placa se encuentra el secundario de un transformador T; el primario de este transformador recibe la señal

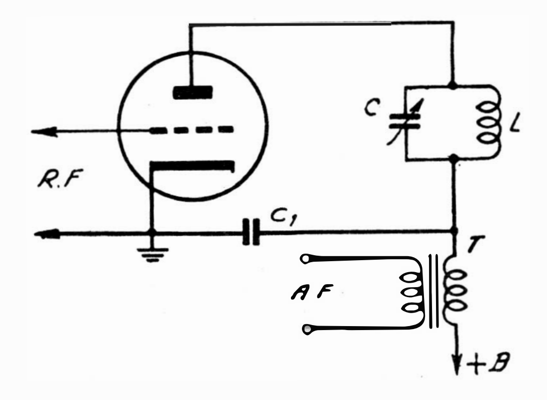


FIG. 82. — Esquema sintético de la modulación en placa.

de audio proveniente del amplificador de micrófono. ¿Qué pasará con la amplitud de los ciclos de la señal de R. F. en placa? Veamos.

La tensión +B queda en serie con la tensión de audio que aparece en el secundario de T, luego, tenemos que sumar en cada instante las dos tensiones, en la forma como se ve en la figura 83; hemos supuesto un solo ciclo de audio y del tipo senoidal, para simplificar la explicación. Evidentemente, para el punto A, cresta de la señal de audio, la tensión que realmente se aplica a la placa es un valor muy grande, suma de la continua +B y de la amplitud positiva de la tensión de audio; luego, la corriente de R. F. de placa aumentará su amplitud proporcionalmente a dicha tensión máxima. En el semiciclo negativo de la tensión de audio, punto B, la tensión resultante de alimentación de la válvula se reduce notablemente, por lo que los ciclos de la corriente de R. F. en placa verán disminuida proporcionalmente su amplitud. Y ahora, de acuerdo con esto, ¿no estamos frente a una onda de R. F. en placa, cuya forma será la de la figura 78? Claro que sí; tenemos la modulación ya producida, que era lo que se buscaba. Como la curvatura de grilla no interviene para nada en este proceso no se produce la distorsión en la forma de onda que teníamos en la modulación en grilla.

Veamos la potencia necesaria de audio para modular el 100 % la señal de R. F. La tensión máxima de audio deberá tener un valor igual a la tensión +B de alimentación, pues el punto B de la figura 83 lo queremos tocando el eje inferior para conseguir modulación al 100 %. La corriente máxima debida a esa tensión de audio, tendrá una amplitud igual a la corriente continua máxima de placa; luego, según las leyes de la corriente alterna, la potencia vale la mitad del producto de los valores de cresta de la corriente y la tensión o sea, en este caso, la mitad de los valores máximos de continua. O sea que si la tensión continua de placa es E_p y la corriente continua de consumo de placa es I_p, la potencia necesaria de audio para modular al 100 % es:

$$W_a = \frac{E_p I_p}{2}$$

Siendo W_a la potencia de salida del amplificador de audio que se requiere o, hablando ya en términos prácticos, la potencia del *modulador.*

Ahora veamos la carga que representa la válvula de R. F. sobre el secundario del transformador T. La tensión de audio máxima es igual a E_p y la corriente máxima es I_p; luego, todo pasa como si en el secundario hubiera conectada una resistencia cuyo valor es:

$$R = \frac{E_p}{I_p}$$

Esto se aclara bien si observamos la figura 84. Hemos puesto en el secundario del transformador T una resistencia R_c que simboliza la carga, Entre extremos de esa resistencia la tensión es

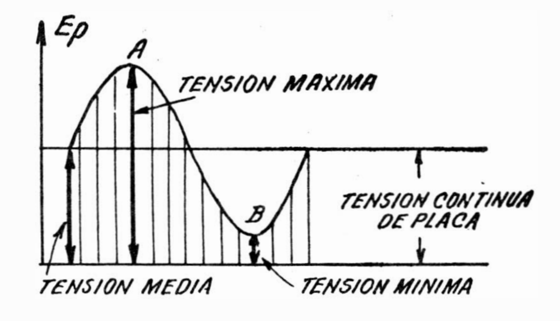


FIG. 83. — Forma como se produce la modulación en placa.

igual a E_p, que es la tensión continua de placa (pues hablamos de 100 % de modulación) por razones que se pueden deducir de la figura 83. La corriente que pasa por esa resistencia R_c es igual a la corriente continua de placa I_p. Lue-

go, el valor de tal resistencia se encuentra haciendo el cociente antes indicado. O sea que la carga sobre el secundario del transformador de modulación en placa se calcula dividiendo la tensión anódica de la válvula final de R. F. por la

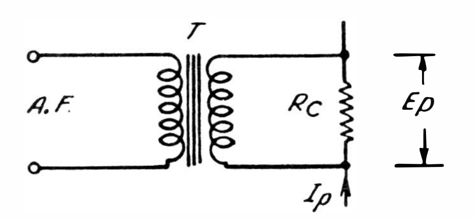


Fig. 84. — Manera de evaluar la carga sobre el modulador.

corriente de consumo en continua de dicha válvula.

Otro detalle a tener en cuenta es que si la potencia de la válvula final de R. F. en la figura 82 era un valor igual al 70 % del producto de la tensión y la corriente de placa, por tratarse de una etapa clase *C*, cosa que dijimos unas cuantas páginas más atrás, ahora al modular en placa incrementamos esa potencia. En efecto, esa potencia de consumo de la válvula se incrementa con la potencia que aporta la señal de audio, y como ésta entrega un 50 % de la potencia de continua, tendremos que la salida de R. F. modulada se incrementa en un 50 %. Esto justifica que la cifra que designa a los emisores sea la misma que marca el consumo de la etapa final, puesto que al ser modulados el incremento de potencia por la modulación compensa las pérdidas de la etapa final. Un ejemplo aclarará las cosas. Supongamos un emisor cuya etapa final trabaje con 500 Volt a 100 mA de consumo. La potencia de continua o sea el consumo será:

$$500 \times 0{,}1 = 50 \text{ Watt}$$

pero como el rendimiento de esa etapa es del 70 %, esa potencia se convierte en una potencia de salida real de:

$$0{,}70 \times 50 = 35 \text{ Watt}$$

Ahora bien, esa etapa será modulada en placa, luego la potencia de salida se incrementa con la modulación; a los 50 Watt de entrada le agregamos los 25 Watt que debe entregar el modulador, y ahora tenemos 75 Watt. Afectamos esa cifra por el rendimiento y obtenemos:

$$0{,}70 \times 75 = 52{,}5 \text{ Watt}$$

que en la práctica se reduce un poco debido a que la modulación no llega al 100 %; por ello, ese emisor que consume 50 Watt en la etapa final puede decirse que es de 50 Watt de salida, si es modulado en placa.

Por ahora no daremos circuitos completos de moduladores en placa porque en los proyectos de emisores de baja y media potencia se adoptarán moduladores de este tipo y tendremos oportunidad de ocuparnos de los esquemas respectivos con todos sus detalles.

Modulación Jones en cátodo

Hemos visto que la modulación en grilla requería muy baja potencia de audio, mientras que la que se hace en placa necesita una potencia mucho mayor. La ventaja de la segunda sobre la primera es su baja distorsión. Por estas razones Jones ideó una suerte de combinación entre ambos sistemas que se realiza en el cátodo

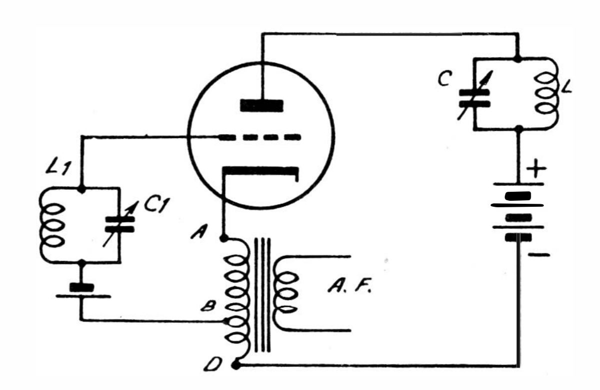


Fig. 85. — Esquema sintético de la modulación Jones en cátodo.

de la válvula amplificadora de R. F., y cuyo esquema básico vemos en la figura 85. Hay allí un triodo amplificador de potencia en R. F., ya que para la explicación no interesa el detalle de que se usan pentodos, y tenemos la batería de alimentación de placa y la de polarización de grilla, en forma simbólica. También aparecen los tanques resonantes de grilla y de placa. Pero la novedad es un transformador intercalado en el cátodo, cuyo primario recibe la señal de audio proveniente del amplificador de micrófono, y cuyo secundario tiene una derivación *B* y dos extremos *A* y *D*.

Del secundario, la parte *AB* interviene modulando en grilla y el total *AD* modula en placa por pasar por todo el bobinado la corriente de placa de la válvula. Para determinar la posición de la derivación *B* del secundario hay que reali-

zar los cálculos adoptando una cierta relación entre las proporciones de modulación deseadas en grilla y placa, y adelantamos que tales cálculos no son muy simples. Pero como este tipo de circuito ha caído un poco en desuso debido a que surgieron otros menos complicados dejaremos la explicación precedente como ilustrativa; si el lector encuentra un circuito de este tipo de modulación en alguna revista, por lo menos sabe cómo funciona y puede atenerse a los datos que allí se suministren.

Modulación Clamp en pantalla

La idea de modular válvulas de alta potencia en R. F. utilizando potencia reducidas de audio ha hecho trabajar a todos los experimentadores, especialmente por el alto costo de los transformadores para modulación en placa. Recién mencionamos la modulación en cátodo, pero no se economizaba el transformador, de modo que ese circuito perdió rápidamente popularidad. Ahora veremos el sistema de modulación en pantalla llamado *Clamp*, que emplea una válvula en función moduladora; el circuito básico lo vemos en la figura 86.

En este esquema V_1 es la válvula amplificadora de potencia en R. F., con su tanque de placa *LC*. La pantalla recibe una tensión de alimentación algo menor que la de placa, para lo cual se coloca el resistor *R*, derivado a masa por el capacitor C_1 de paso de R. F.; el otro capacitor C_2 es de paso de R. F. en la alimentación de placa. Hasta aquí no aparece nada nuevo en una etapa de R. F. a pentodo. Pero más abajo vemos otra válvula, la V_2, que está conectada en función de resistor variable derivado entre pantalla y masa de V_1. Esta válvula moduladora V_2 recibe en su grilla la señal de A. F. proveniente del amplificador microfónico, y tiene en su grilla un resistor R_1, en cuyo extremo inferior se aplica la tensión negativa para polarizar esa grilla. Veamos lo qué ocurre.

Cuando se aplica la señal de audio a la grilla de V_2, la corriente de placa de la misma fluctuará siguiendo el ciclo de esa señal, luego tendremos una corriente que varía en forma senoidal; pero esa corriente sale de la fuente +B y pasa por el resistor *R*, por lo que la caída de tensión en *R* será variable en forma senoidal. Luego, la tensión de pantalla de V_1 variará siguiendo una ley senoidal, y como la corriente de placa de una válvula se altera si varía la tensión de pantalla, ocurrirá que los ciclos de R. F. de placa de V_1 se alterarán en la forma como ocurría en la figura 78 o sea que hemos modulado a la portadora de R. F.

Veamos ahora las magnitudes en juego. Primero debe cumplirse que cuando no hay modulación, o sea en los períodos de silencio, V_1 tenga su tensión normal de pantalla; para lograrlo, V_2 en ese momento no debe consumir corriente de placa, y por eso la polarización —*C* en su grilla debe tener a la válvula al corte. Segundo, la influencia de la tensión de pantalla en las variaciones de la corriente de placa son siempre en menos y no en más, de modo que los ciclos de audio obran como *estrangulando* a la corriente de R. F.; esto se traduce en que el máximo rendimiento de modulación es solo del 50 %, luego se tendrá que si la válvula de R. F. tiene un rendimiento del 70 % si se la modula en placa, esa cifra baja al 35 % si se la modula

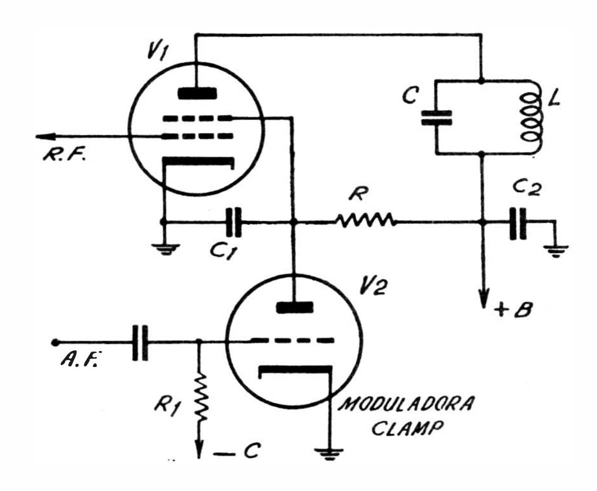


FIG. 86. — Esquema sintético de la modulación Clamp en pantalla.

en pantalla. Claro que ahorramos el transformador de modulación y necesitamos mucha menos potencia en la modulación en pantalla que en la de placa. Por ejemplo si la potencia en pantalla de la válvula de R. F. es el 20 % de la potencia en placa, la potencia necesaria para modular sólo requiere esa proporción, o sea la quinta parte que si moduláramos en placa; es decir que nuestro modulador es mucho más chico. En contra de este sistema ocurre que la linealidad de las características de pantalla no es muy buena, por lo que se produce cierta distorsión, que no es muy importante si solo se utilizará el emisor para transmisión de la palabra. De todos modos, hay un balance económico que debe estudiarse, pues necesitamos un modulador más chico pero obtenemos la mitad de la potencia de salida en R. F. que si moduláramos en placa; para conseguir la misma potencia de-

bemos usar una amplificadora de R. F. de doble salida, y aquí aparece el balance económico, pues por un lado ahorramos y por el otro gastamos.

Ejemplo de diseño de un modulador

Supongamos que debe proyectarse un modulador en placa para un emisor cuya sección de R. F. tiene una potencia de 100 Watt, y cuya etapa final se alimenta con una tensión de 500 V a un consumo de 200 mA. Veamos cómo se encara el proyecto, que haremos por única vez, puesto que en los ejemplos prácticos de emisores se darán todos los datos para la construcción. Este trabajo tiene entonces el carácter de guía para los más estudiosos.

Lo primero que debemos fijar es la potencia necesaria de nuestro modulador, que no es otra cosa que un amplificador de audio. Como la potencia de entrada de continua a la etapa final de R. F. de 100 Watt, el modulador en placa necesita una potencia de 50 Watt, según ya se ha explicado. Entonces necesitamos que nuestro amplificador entregue 50 Watt al transformador de modulación. Elegimos un par de válvulas EL34 que son aptas para dar esa potencia con baja distorsión. La fábrica fija los datos:

Tensión de la fuente de placas	500 V
Corriente de placas	2 × 100 mA
Resistencia de pantallas	750 Ω
Polarización de grillas	—36 V
Carga de placa a placa	5.000 Ω
Tensión de audio de entrada .	25 V

Con cuya información podemos encarar el proyecto. Como se ha decidido usar un micrófono a cristal, cuya salida es del orden de unos pocos milivolt, necesitamos una ganancia de tensión del orden de unas 20 mil veces, para tener reserva de ganancia. Cada triodo de una 12AX7 tiene una ganancia de unas 50 veces, y usando los dos triodos en cascada tenemos 50 × 50 = 2.500 veces. Luego necesitamos otro triodo de menor ganancia, y un triodo más para el inversor de fase: usamos la 12AU7, que da una ganancia de 10 veces, con lo que estamos en la cifra necesaria.

Ya podemos hacer el esquema de nuestro modulador, que mostramos en la figura 88. El micrófono queda aplicado al primer triodo de la 12AX7 y de ésta pasamos al segundo triodo. A continuación aparece el control de volumen, que regula la tensión de entrada al triodo de la 12AU7; el otro triodo de esta válvula es el inversor de fase, que toma señal de audio de la derivación de las cargas de grillas de las EL34 que va a la fuente de polarización de las mismas, la cual tiene su retorno a masa.

La etapa final tiene el par de EL34 en clase AB; el resistor de pantalla pedido se ha dividido en partes para mejorar la estabilidad. El transformador de salida requiere una carga de placa a placa en el primario de 5.000 Ohm, y su bobinado debe permitir el pasaje de la corriente con máxima señal por lo que es prudente pedirlo para 150 mA. El secundario recibe una carga que se calcula dividiendo la tensión +B de R. F., que es 500 V por la corriente de consumo de R. F., que es 200 mA o sea 0,2 A. Dividiendo, tenemos 2.500 Ohm. Luego, ese transformador debe pedirse como de relación 5.000/2.500 Ohm, con 150 mA y punto medio en el primario y 200 mA en el secundario.

Veamos la alimentación de nuestro modulador. Por un lado necesitamos 500 V a 250 mA. Por otro lado se requieren 250 V a 20 mA para las etapas previas; y finalmente necesitamos una fuente negativa que nos dé 36 V a unos 20 mA.

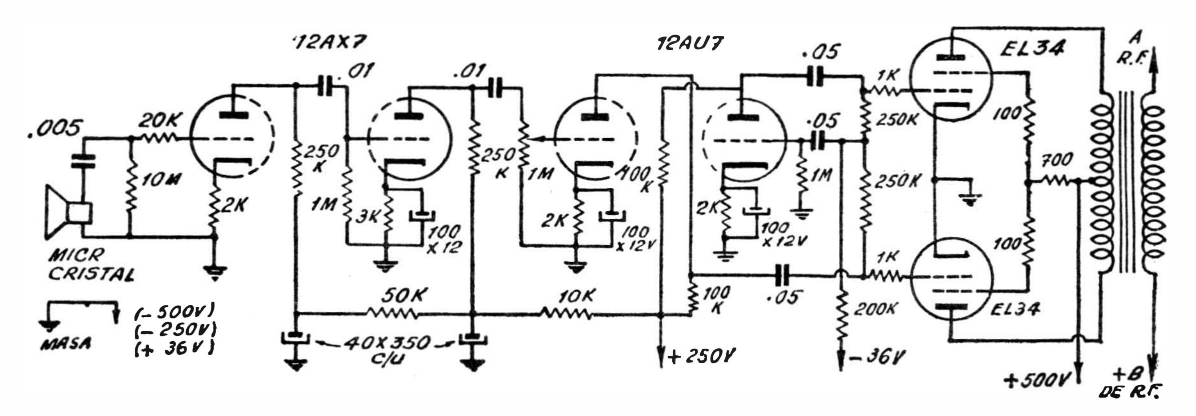


FIG. 88. — Esquema completo de un modulador de 50 Watt de salida para modular en placa a un emisor de 100 Watt.

Día 5

Ya el lector estará impaciente por construir su primer equipo emisor de señales radioeléctricas, y en realidad falta muy poco para que pueda concretar esa aspiración. Pero en los esquemas de las secciones de R.F. y de los moduladores aparecieron unas flechitas que indicaban a su lado una cierta tensión, lo que quiere decir que necesitamos para cada equipo una fuente de alimentación que nos entregue esa tensión. Claro, tenemos a nuestra disposición fuentes eléctricas diversas, como ser la línea de canalización que nos entrega 220 Volt, generalmente de alterna; también tenemos baterías de 12 Volt en los camiones y automóviles donde podríamos instalar el equipo, y hay además otras fuentes. Pero necesitamos tensiones continuas más altas y eso implica que habrá que convertir las que tenemos en las que necesitamos. Además las válvulas tienen un filamento, el cual debe ser alimentado con baja tensión, la que también debe entregar la fuente. En resumen, que tenemos que estudiar detalladamente las fuentes de alimentación y ése será el tema de la presente jornada, con la cual habremos completado la parte que podríamos llamar preparatoria o teórica de nuestro curso, primer tercio.

Recomendamos al lector que al finalizar este capítulo haga una revisión de todo lo visto, porque todo será utilizado en lo que sigue; se proyectarán equipos que contengan los elementos cuyo principio de funcionamiento ha sido estudiado y se combinarán osciladores con separadores, excitadores, amplificadores de potencia, moduladores y fuentes para integrar con ellos transmisores completos. Encaremos pues el tema del día.

FUENTES DE ALIMENTACION

Hemos dicho que se pueden hacer emisores con válvulas y con transistores, pero estos últimos se estudiarán aparte por tener una técnica diferente. Para los emisores a válvula se requieren fuentes de alimentación que serán estudiadas en el presente capítulo. Dejemos aclarado que trataremos las fuentes cuya utilización corresponda a los emisores para aficionados o equipos similares. Esto nos encierra en las fuentes primarias típicas que son dos: la línea de alterna de 220 V y las fuentes de baja tensión, baterías de 12 Volt; podría agregarse el caso de los generadores que se usan en el campo, que dan 24 ó 32 Volt de continua, pero es fácil englobar esas fuentes en el ejemplo de las baterías. Y como caso de escasa importancia está el de las líneas de 220 V de continua.

Para la alimentación de los equipos hay que tener en cuenta dos tensiones principales: la de filamentos y la de placas, porque los demás electrodos de las válvulas derivan en su alimentación de la fuente de placas, en la forma como veremos. Cabe hacer un estudio separado para la polarización de grillas, porque muchas veces se emplea para ello una pequeña fuente independiente. Pero las pantallas siempre se alimentan desde la fuente de placas y entonces en los circuitos no hay una fuente separada de pantallas.

Alimentación de filamentos. Baterías

Comenzaremos por considerar que el emisor debe ser alimentado con una fuente portátil, por tratarse de un equipo de campaña o montado sobre un vehículo; tales emisores se llaman *móviles* y requieren un permiso especial, según se verá al estudiar la reglamentación vigente.

Si la batería disponible tiene una tensión E, lo más simple es elegir válvulas cuyo filamento

requiera esa misma tensión *E*, y ponerlas todas en paralelo como indica la figura 90. Existen baterías de 6 Volt, y la mayor cantidad de válvulas existentes son para 6,3 Volt en filamento,

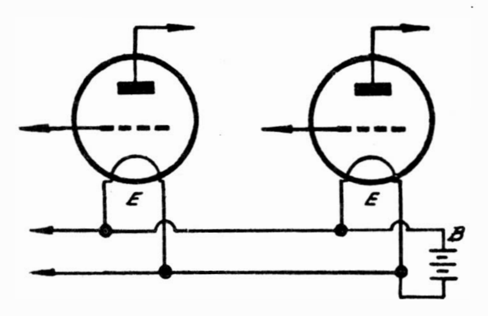


FIG. 90. — Alimentación de filamentos desde una batería, cuando todas las válvulas tienen igual tensión.

pero funcionan perfectamente con 6 Volt. Entonces el problema de la alimentación de filamentos queda resuelto.

Pero muchos vehículos usan baterías de 12 Volt y con esa tensión de filamento no hay tantas válvulas (12,6 V), de modo que suelen diseñarse circuitos de filamentos como el que muestra la figura 91. Se trata de conectar las válvulas de 12,6 V directamente a la batería y las de 6,3 V de a dos en serie, tomándolas de igual intensidad en filamento. Como a veces hay válvulas de diferente consumo habrá que compensar una rama con un resistor en paralelo. En la figura 91 se ha planteado uno de los casos comunes; se trata de poner en serie una válvula de 6,3 V 0,3 A con otra de 6,3 V 0,45 A. La diferencia de consumo se compensa paralelando con la de arriba un resistor de 40 Ohm, con lo cual esa rama tendrá una corriente total de 0,45 A en la serie. En forma similar se resuelven los casos que se presenten, pues no siempre se pueden formar pares de válvulas que formen 12 Volt.

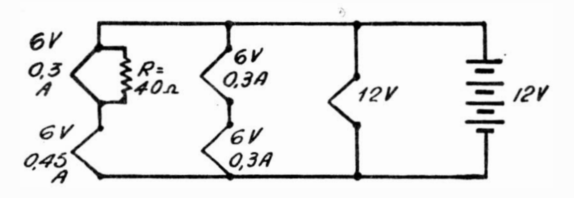


FIG. 91. — Alimentación de los filamentos con bateria cuando hay válvulas de diferentes tensiones.

Inclusive hay válvulas cuyo filamento tiene una derivación central que permite ser conectado a 12,6 V o a 6,3 V. Caso típico es la 12AU7 y la 12AX7, de las cuales nos hemos ocupado en la figura 88.

Alimentación de filamentos con alterna

Este es el caso más general que se presenta en los emisores. Tenemos la línea de canalización de 220 V de alterna y debemos rebajar esa tensión hasta el valor requerido para los filamentos de las válvulas. Es obvio que conviene elegir válvulas de igual tensión en filamentos, no interesando que sus corrientes sean diferentes. Para rebajar la tensión de la línea se emplea un transformador, en la forma como se muestra en la figura 92, el cual suministra la tensión *E* que es la de los filamentos de las válvulas, generalmente 6,3 V. Todos los filamentos van en paralelo y, a veces, uno de los terminales del secundario del transformador va a masa, con lo que ahorramos uno de los dos cables, pues una de las patas de filamento en cada válvula se conecta al chasis.

Si por alguna razón, como sería el caso de que encontramos válvulas de potencia de 12,6 V

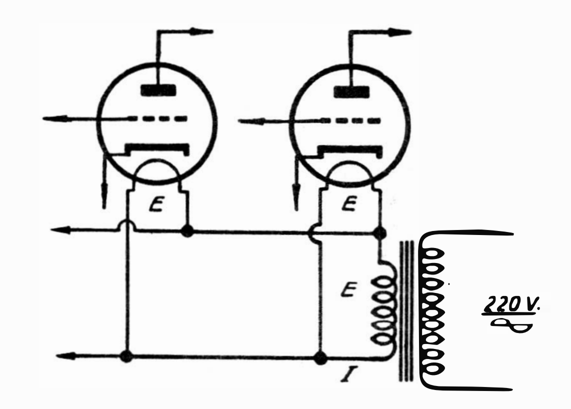


FIG. 92. — Alimentación de los filamentos con un transformador desde la red de canalización.

en filamento mucho más baratas que las iguales de 6,3 Volt, necesitamos que el transformador entregue 12,6 V, se seguiría el procedimiento indicado en la figura 91, reemplazando la batería por el segundario de 12,6 V del transformador. Este caso no es utópico, pues una de las válvulas de 6,3 V más difundidas entre los aficionados es la 807 del tipo RCA, y su similar, eléctricamente idéntica, pero para 12,6 V en filamento, es la 1625, también RCA. El caso es que la segunda es mucho más barata que la primera, lo que hace muchas veces que el aficionado diseñe sus equipos para 12,6 V.

El filamento de las válvulas debe ser puesto a masa o chasis para los efectos de la R. F., de modo que si uno de los extremos de la línea de 6,3 V de la figura 92 está a masa queda resuelto el caso; si se llevara una línea doble, aislada de

masa, el bobinado secundario del transformador deberá tener forzosamente un punto medio, que se conecta a masa. En las válvulas con cátodo, esa precaución es suficiente. En las válvulas sin

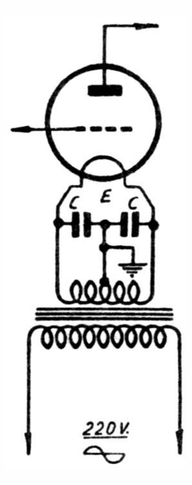


Fig. 93. — Si las válvulas no tienen cátodo hay que colocar capacitores de paso de R.F.

cátodo, que existen todavía para transmisión, debe seguirse una precaución adicional, que vemos en la figura 93: se trata de derivar ambas mitades del secundario para filamentos del transformador, con sendos capacitores a masa; el valor de los mismos es de 0,001 a 0,005 μF. La tensión *E* indicada es la que corresponde al filamento de la válvula y que entrega el transformador. Si hay otras válvulas, cada una de ellas lleva sus dos capacitores derivados de cada terminal de filamento a masa, junto al zócalo.

Es importante destacar que por tratarse de circuitos derivados para corrientes de muy alta frecuencia, las conexiones de los capacitores deben ser muy cortas y el retorno a masa se debe hacer en un único punto, muy cerca del zócalo de la válvula. Además, deben emplearse capacitores de cualidades aptas para R. F. y hoy en día eso es muy simple por existir los de cerámica, que son ideales por sus reducidas dimensiones.

Alimentación con línea de continua

Si bien este caso cada día va siendo más raro, lo mencionamos porque aún quedan zonas donde la red domiciliaria es de continua. La tensión disponible es de 220 Volt, de modo que como no hay válvulas cuyo filamento soporte esa tensión deben conectarse varias en serie. La condición más importante es que todas las válvulas deben ser de la misma corriente nominal en filamento, y la suma de las tensiones de ellas da una cifra inferior a 220 V. La diferencia hasta 220 se compensa con un resistor *R* según indica la figura 94. El valor de ese resistor se calcula dividiendo esa diferencia por la intensidad *I* tomada en Amper. La disipación de *R* se calcula multiplicando esa misma diferencia de tensión por la intensidad *I*, y aumentando prudentemente el resultado.

Pongamos un ejemplo para facilitar la comprensión de esos cálculos. Sea un circuito como el de la figura 94 en el cual hay cuatro válvulas UCL82, que requieren 50 V a 0,1 A en filamento. La diferencia aludida anteriormente se encuentra restando 220 de la suma de tensiones de las cuatro válvulas:

$$220 - 4 \times 50 = 20 \text{ V}$$

Luego, el valor de resistencia del resistor *R* se calcula dividiendo 20 por la corriente, 0.1 A; resulta 20/0,1 = 200 Ohm. La disipación de esa resistencia se calcula multiplicando esa diferencia por la corriente: 20 × 0,1 = 2 W, y aumentando prudentemente la cifra obtenida; como de disipaciones de 2 Watt pasamos a 5 Watt, colocaríamos un resistor para 5 Watt.

Con lo expuesto quedan planteados los casos de alimentación de filamentos más comunes. Cuando las tensiones difieren de las puestas como ejemplos, como sería el caso de fuentes de 24 ó de 32 Volt, se procede a formar series y paralelos, como en la figura 91 o de otra manera, para alimentar los filamentos de todas las válvulas. Los casos de interés serán planteados en los ejemplos de emisores de los capítulos venideros.

Alimentación de placas

El segundo problema en la alimentación de válvulas es obtener una tensión continua más o

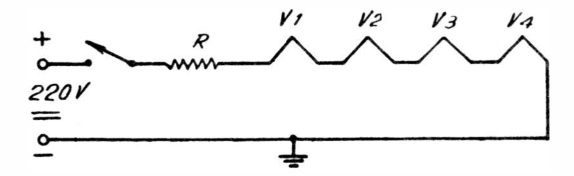


Fig. 94. — Alimentación de los filamentos en serie directamente desde la red eléctrica.

menos elevada para alimentar las placas de las válvulas o sea disponer de lo que se conoce con la denominación de *tensión* +B. En un emisor se necesitan diferentes valores +B, pero en los

equipos de baja potencia se emplean tensiones no muy grandes, alrededor de 350 a 400 Volt, de modo que una fuente única de placas permite ir tomando las diferentes tensiones necesarias mediante resistores que provocan caídas de tensión. Cuando los equipos son de mayor potencia ya se trabaja con cifras de hasta 600 Volt, y entonces se recurre muchas veces a dos fuentes o a las llamadas fuentes de *doble tensión*, que veremos más adelante. Y cuando se trabaja con transmisores de más de 100 Watt ya las tensiones de placa de las válvulas de potencia exceden los valores mencionados y entonces se hace una fuente aparte para la placa de la válvula final del equipo y otra para todas las demás.

En esta parte del libro nos ocuparemos de explicar el funcionamiento de las fuentes de placa, porque los casos particulares se presentarán en los proyectos de emisores que veremos oportunamente; cada proyecto aplicará uno de los circuitos básicos que ahora estamos tratando.

Fuentes para línea eléctrica

Cuando se desea tener una tensión continua partiendo de una alterna se recurre a un rectificador, y si además hace falta variar el valor de la tensión se agrega un transformador; ya tenemos los elementos básicos de las fuentes de placa para aplicar a la línea eléctrica domiciliaria, cuyo esquema general vemos en la figura 95. La tensión disponible es la de la línea de alterna, que es de 220 Volt, y por ello conectamos el transformador T, el cual tiene dos secundarios; uno suministra dos tensiones iguales V mediante un bobinado secundario con punto medio y el otro entrega la tensión para alimentar el filamento de la rectificadora V_1, o sea la tensión E_f. A la salida de la rectificadora, que se toma de su filamento, se coloca un filtro para eliminar del circuito de salida los vestigios de alterna que quedan. La teoría de la rectificación y el filtrado pertenecen a los libros sobre Radio, y la suponemos conocida por el lector.

A la salida tenemos la tensión +B para placas, cuyo valor lo hemos designado con la letra E

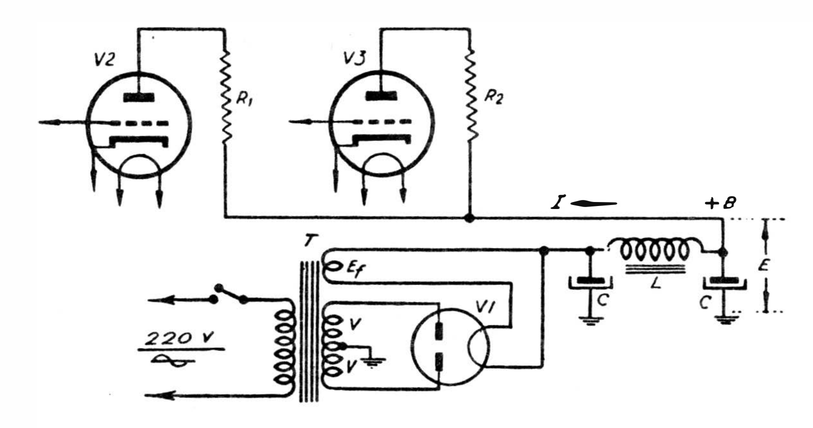


Fig. 95. — Esquema de una fuente de placa típica con rectificador a válvula, de onda completa, con filtro a capacitor de entrada.

en la figura. El filtro está compuesto por un inductor L con núcleo de hierro y dos capacitores electrolíticos C. Cuanto mayores sean L y C, más perfecta será la acción de filtrado, pero en la práctica ello se limita por razones económicas: suele fijarse un límite al residuo de alterna, que puede ser del 1 % o algo más.

Las especificaciones de los elementos que integran la fuente son derivadas de los valores de las tensiones y corrientes en juego. La tensión V que se necesita por rama del transformador y la corriente total de consumo I permiten elegir la rectificadora V_1. Esa corriente se especifica también para el inductor L y para el transformador T, mientras que la tensión V es la que fija la aislación de los electrolíticos. Las válvulas del equipo, como las V_2, V_3 y otras que hubiera se alimentan con tensiones iguales o menores que E, para lo cual cada una lleva un resistor reductor, como los R_1, R_2, etc. De esta misma fuente +B se toman las tensiones para las pantallas, mediante otros resistores reductores, tal como se ha visto en los esquemas prácticos.

Pero hay un detalle que adquiere importancia en estas fuentes, y es el de colocar o no un capacitor a la entrada del filtro. Tenemos así dos

tipos de fuentes básicas: la de la figura 95 que se llama con *capacitor de entrada* al filtro y la de la figura 96, que es la denominada con *inductor de entrada* al filtro, en la cual vemos que falta el primero de los electrolíticos *C*. ¿Cuál es la diferencia? En equipos donde el consumo es variable, como ocurre en los moduladores,

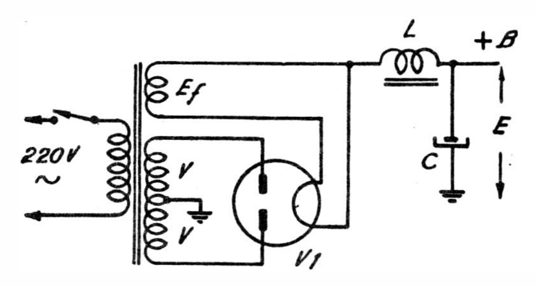


FIG. 96. — El mismo rectificador de la figura 95, pero con filtro a inductor de entrada.

donde la corriente anódica de la etapa final varía con la amplitud de la señal de audio, la tensión de la fuente se hace variable por las caídas internas en el rectificador; la fuente de la figura 96 acusa la propiedad de tener una mejor estabilidad de tensión frente a variaciones del consumo que la de la figura 95, pero en su contra tiene el hecho de suministrar menor tensión de salida.

Veamos un poco las cifras reales para formarnos una idea de la importancia del detalle mencionado. En las fuentes a capacitor de entrada (figura 95) la tensión de salida a pleno régimen de la rectificadora V_1 es aproximadamente igual a la tensión por rama del transformador, o sea que E es más o menos igual a V; en las fuentes a inductor de entrada (figura 96) la tensión de salida E es un 30 % menor que V. Entonces, usaremos la fuente de la figura 96 solamente cuando sea necesario, es decir para moduladores o cuando la misma fuente alimenta la sección de R. F. y el modulador; cuando se hace una fuente para la sección de R. F. únicamente usaremos la de la figura 95 por ser más económica, ya que el transformador debe entregarnos una tensión más chica. Esto lo veremos en cada caso que tratemos en los proyectos de emisores completos.

Otro detalle por tener en cuenta es que el transformador T puede tener otro bobinado secundario, además de los indicados en la figura 95, y es el destinado a los filamentos de las válvulas del equipo. O sea que tomaríamos el bobinado secundario de la figura 92 y lo colocaríamos en el transformador T de la figura 95, con la lógica economía.

Fuentes con rectificadores sólidos

En las fuentes de placa conectadas a la línea de canalización hemos colocado una válvula rectificadora V_1, lo que nos obligaba a disponer de un secundario adicional en el transformador T para alimentar el filamento de dicha válvula. La técnica moderna de los semiconductores nos ha brindado ya rectificadores sólidos que son los diodos de silicio, cuyos regímenes de trabajo ya suplen todas las necesidades en la materia. Tienen sobre las válvulas la ventaja de no tener filamento y la de tener menores caídas internas. Veamos sus aplicaciones y características técnicas.

La figura 97 nos muestra un rectificador de onda completa, similar al de la figura 95, pero se ha reemplazado la válvula V_1 por dos diodos sólidos D_1 y D_2; lógicamente ha desaparecido el bobinado para el filamento de la válvula rectificadora. Hay tres especificaciones importantes para usar estos diodos, que han dado en llamarse *silicones*, por ser semiconductores a base de silicio. Ellas son: la máxima tensión inversa de cresta, la máxima corriente rectificada y la mínima resistencia interna del circuito alimentador. Veamos en detalle esos tres factores:

a) Cuando el transformador T de la figura 97 entrega la tensión V en su semiciclo negativo al diodo D_1, el D_2 recibe el semiciclo positivo, de modo que el cátodo de D_1 (la rayita fina y

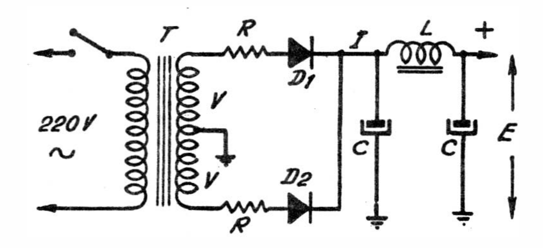


FIG. 97. — Rectificador de onda completa que emplea diodos sólidos.

larga) tiene aplicada una tensión contra masa igual a la carga del capacitor C, y el ánodo (el triangulito negro) una tensión negativa igual a V. Luego, entre electrodos de ese diodo la tensión es la suma de ambos valores; y todavía debemos tomar para V el valor de cresta, que es 40 % mayor que el que marca un voltímetro, como lo saben todos los que estudiaron corriente alterna. Esa tensión máxima de pico o cresta que soporta el diodo se llama *tensión inversa de cresta* y se abrevia *VPI* (Volt de pico inverso). Con criterio prudente para atender a la seguri-

dad del diodo, se especifica que el valor *VPI* de un diodo debe ser 3 veces el valor de la tensión alterna aplicada, o sea $VPI = 3V$.

b) La máxima corriente rectificada del diodo es un dato de fábrica. En el circuito de la figura 97 cada diodo aporta con la mitad de *I*, corriente total de consumo del equipo. También se usa la prudencia y se toma para la corriente máxima del diodo una cifra algo mayor que la mita de *I*.

c) La resistencia interna mínima que pide la fábrica para el diodo establece un valor que limite la corriente durante los efectos transitorios, puesto que los dos diodos en la figura 97 quedan cerrados sobre el secundario del transformador. Por ello, como el bobinado suele tener baja resistencia se agregan los resistores *R* cuyos valores se indicarán en cada caso en los circuitos reales que se darán más adelante.

Veamos ahora una variante de la fuente de la figura 97 que tiene la ventaja de economizar la mitad del bobinado secundario del transformador *T* y que no requiere el punto central de la derivación en dicho bobinado, aunque emplea cuatro diodos sólidos en lugar de dos. Se trata del circuito rectificador en puente que mostramos en la figura 98. Si se sigue el recorrido de la corriente rectificada se verá que durante los dos semiciclos de la tensión alterna *V*, o sea cuando los extremos del bobinado son positivos o negativos, siempre hay un camino a través de los diodos hacia la salida de continua y también para el retorno de la corriente por masa al vértice de la izquierda del puente. Por eso este tipo de rectificador, como el de la figura 97, es de onda completa.

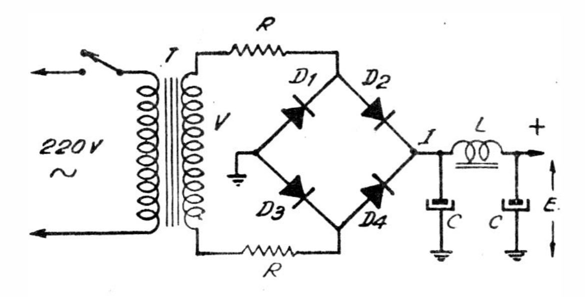


Fig. 98. — Rectificador de onda completa del sistema a puente de diodos.

Debemos aclarar que los rectificadores de las figuras 97 y 98 pueden tener filtro a capacitor de entrada o a choque de entrada, según las figuras 95 y 96, y se comportan de idéntica manera que los circuitos a válvula en lo que respecta a estabilidad de la tensión y menor tensión de salida, cosas de que se habló anteriormente.

Fuentes de dos tensiones

En los equipos emisores es común que se presente el caso de que las válvulas de salida de potencia trabajen con una tensión de placa elevada, mayor que la de las otras válvulas del equipo. Si la diferencia entre esas tensiones no es muy grande se recurre al procedimiento de colocar resistores en serie para rebajar la tensión mayor hasta el valor menor. Pero a veces el valor mayor es el doble o cerca del doble de la tensión menor, y entonces puede utilizarse una fuente de características singulares que estudiaremos inmediatamente. Para justificar la inclusión de este tema daremos un ejemplo concreto: la válvula 807 o su equivalente en 12,6 V en filamento, la 1625, trabajan con tensiones de placa del orden de los 500 a 600 Volt; las demás válvulas del equipo trabajan con tensiones del orden de 250 a 300 Volt. Luego, como se dijo, una de las tensiones es el doble de la otra y podemos usar la fuente que estamos describiendo.

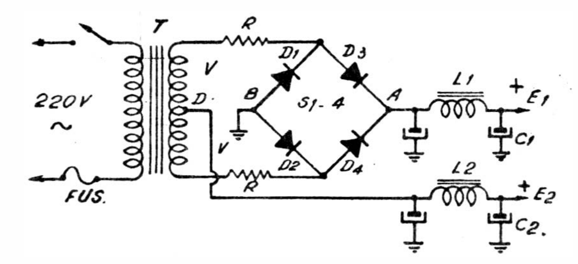


Fig. 99. — Esquema de una fuente rectificadora con dos tensiones de salida.

El esquema de la fuente de dos tensiones aparece en la figura 99. Se emplea el clásico rectificador en puente, pero el secundario del transformador tiene punto medio, el punto *D*. Cada mitad de este secundario entrega una tensión *V*. Estudiemos el circuito. Considerado el puente rectificador y el secundario entero, del punto *A* obtenemos una tensión que es la de todo el secundario, o sea $V + V = 2V$, tal como ocurría en la figura 98, solo que en ella teníamos que la tensión total era *V*. Y ahora consideremos solamente la parte del secundario, con la mitad de la izquierda del puente rectificador, y comparémosla con la figura 97. La corriente sale por el punto *D* va al filtro inferior, alimenta los circuitos allí conectados y vuelve por masa, entra al puente por *B* y pasa al secundario que tenga polaridad favorable, o sea que en uno de los semiciclos entrará a la mitad superior y en el otro a la mitad inferior. Tenemos así un rectificador de onda completa, cuya tensión de salida corresponde al valor *V*, o sea la mitad que

la que tenemos en el filtro superior, después del punto A. Dicho en otros términos, en este tipo de fuente la tensión de salida E_1 es el doble de la de salida E_2. Que era lo que se quería tener.

Desde el punto de vista de los consumos, los dos diodos de la derecha, o sea D_3 y D_4, son para la corriente nominal consumida en E_1 mientras que los dos diodos de la izquierda, D_1 y D_2, son para la suma de las corrientes consumidas sobre ambos circuitos, o sea en E_1 y en E_2, cosa que habrá que tener en cuenta para adquirir los diodos. Muchas veces el consumo sobre E_2 es pequeño comparado sobre el que se hace en E_1 y los diodos se colocan con apreciable reserva en sus cifras de corriente máxima; en ese caso pueden usarse cuatro diodos iguales.

Dobladores de tensión

La existencia de diodos sólidos que no presentan el problema de los filamentos que tienen los rectificadores a válvula posibilita disponer rectificadores que entreguen el doble de la tensión continua que la alterna aplicada y aun cifras mayores, como veremos. Esto no quiere decir que con válvulas ello no es posible, sino que los circuitos de dobladores de tensión realizados con diodos sólidos son más simples y evitan los transformadores con varios bobinados de filamentos, que era el detalle que hacía costosos a los dobladores a válvula.

Veamos por ejemplo un doblador de tensión de media onda, que nos muestra la figura 100; consta de dos diodos iguales D_1 y D_2 y dos capacitores electrolíticos de alta capacidad. Funciona de la siguiente manera:

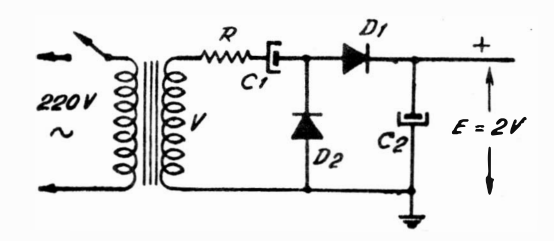


FIG. 100. — Circuito de un doblador de tensión de media onda.

Durante el semiciclo negativo, por ejemplo, conduce el diodo D_2 por ser negativo su cátodo y carga al capacitor C_1; durante el semiciclo positivo conduce el diodo D_1 por ser negativo su cátodo, y se carga el capacitor C_2 pero a doble tensión, pues la carga de C_1 se agrega a la que ahora se produce. Es decir que durante un ciclo de la tensión alterna V se obtiene sobre C_2 el doble de tensión, o sea que $E = 2V$, salvo caídas internas. Como cada carga contribuye a la tensión de salida durante medio ciclo, este rectificador trabaja como los de media onda.

Los datos sobre los diodos se toman según los valores en juego, es decir que ambos diodos se

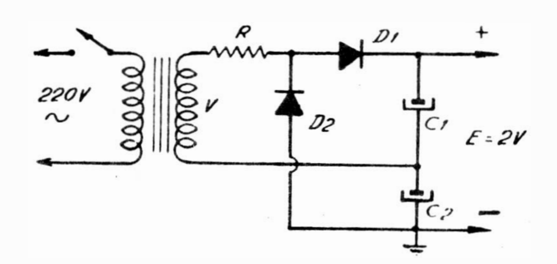


FIG. 101. — Circuito de un doblador de tensión de onda completa.

elegirán para la corriente total de consumo sobre la salida y sus tensiones inversas de cresta serán iguales a tres veces la tensión V. Las capacidades y tensiones de trabajo de los capacitores varían según los datos del circuito; para C_1 la tensión es el valor de pico de V y para C_2 es el valor $2V$. Las capacidades se adoptan según las cifras de corriente y tensión de salida, por lo que esos datos se darán en los proyectos que contengan a este tipo de doblador de tensión.

Una variante del circuito tratado es el doblador de onda completa, cuyo esquema básico se ve en la figura 101. Veamos el funcionamiento: durante el semiciclo positivo de V conduce el diodo D_1 por ser positivo su ánodo y se carga el capacitor C_1; durante el semiciclo negativo de V conduce el diodo D_2 por ser negativo su cátodo y se carga el capacitor C_2. Es decir que durante el ciclo completo de V se tiene a la salida una tensión igual a la suma de las cargas de C_1 y C_2 o sea el doble de V; luego, $V = 2V$. El nombre de onda completa le viene del hecho de que la tensión de salida se forma con dos medios ciclos que ocurren a destiempo, tal como pasa en los rectificadores clásicos de onda completa, según lo saben todos los que estudiaron ese tema en radio.

Sobre los componentes del circuito podemos decir cosas similares al doblador anterior, salvo que aquí los dos capacitores son iguales y su tensión de aislación es el valor de pico de V solamente. Sus capacidades se determinan según la tensión y la corriente de utilización del doblador, por lo que esos datos se dan en los circuitos prácticos de utilización.

Triplicadores de tensión

Siempre mediante el empleo de diodos sólidos y capacitores electrolíticos se diseñan circuitos multiplicadores de tensión más complejos que los dobladores que hemos visto. Por ejemplo, la figura 102 muestra un triplicador de tensión,

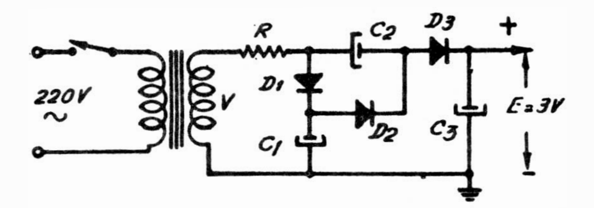


Fig. 102. — Circuito de un triplicador de tensión a diodos sólidos.

que lleva, consiguientemente, 3 diodos y 3 capacitores. Veamos cómo funciona este circuito de apariencia complicada pero de funcionamiento muy simple:

Durante el semiciclo positivo de V conduce el diodo D_1 y se carga el capacitor C_1; durante el semiciclo negativo de V conduce el diodo D_2 y se carga el capacitor C_2 al doble de la tensión V por sumársele la carga de C_1; pero la conducción de D_2 habilita para conducir a D_3 y entonces el capacitor C_3 se carga también, pero adicionando la carga doble de C_2 por lo que la tensión total de carga de C_3 será igual al triple de V. Es decir que $E = 3V$.

Obsérvese que tanto en los dobladores como en el triplicador de tensión que hemos visto se ha indicado con polaridad positiva el borne de salida y la masa es negativa. Si estos circuitos se empelaran para polarización de grillas, que es el caso más frecuente, deben invertirse las polaridades de todos los diodos y capacitores, y en tal caso el borne de salida tiene polaridad negativa y la masa es positiva.

Cuadruplicadores de tensión

Siguiendo con el mismo procedimiento visto en los dobladores y triplicadores, se agrega un juego de diodo y capacitor al triplicador y tenemos una suma más de tensión para hacer, obteniéndose el cuadruplicador que muestra la figura 103. En esta forma podría seguir multiplicándose la tensión V hasta cualquier cifra, pero lógicamente hay limitaciones prácticas. En efecto, el uso de multiplicadores de tensión se justifica cuando se dispone de una tensión alterna baja y se quiere aprovecharla para polarizar una grilla, por ejemplo. Caso concreto: un transformador de la fuente tiene un bobinado de 6,3 Volt que no utilizamos. Por otra parte un circuito modulador nos pide una tensión negativa de —25 Volt en grilla; lógicamente, es más económico usar un triplicador como el de la figura 101, pues el valor de cresta de esos 6,3 Volt es algo más de 8 Volt, y multiplicando por 3 obtenemos los 25 Volt pedidos. Y así ocurre en otros casos que se presentan en la práctica.

Volviendo a nuestro cuadruplicador, veamos lo que ocurre: en el semiciclo negativo de V el capacitor C_1 se carga a través de D_1 y en el semiciclo positivo C_4 se carga a través de D_2, pero acumulando la carga de C_1, por lo que tenemos allí el doble de V. Pero, al mismo tiempo en el semiciclo negativo C_2 se carga a través de D_3 y cuando ocurre el semiciclo positivo, C_3 se carga a través de D_4, sumando la cifra a la anterior, por lo que finalmente, en los bornes de C_3 tenemos también una tensión que es el doble de V. Como C_3 y C_4 están en serie, la tensión total de salida será $E = 4V$, que es lo que habíamos afirmado al comienzo.

Hay otros circuitos de multiplicadores de tensión, pero no insistiremos en ellos porque tienen

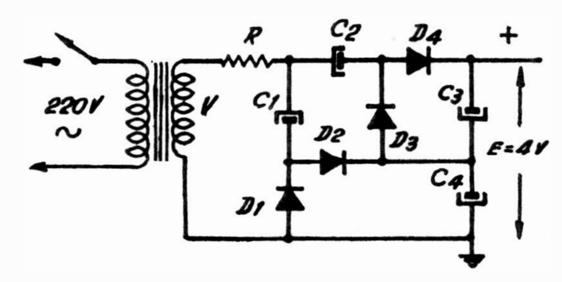


Fig. 103. — Circuito de un cuadruplicador de tensión a diodos sólidos.

un interés relativo. Si en algunos de los proyectos de transmisores aparece un multiplicador de tensión, en él daremos los valores prácticos de diseño, mencionando la teoría expuesta en estas líneas, que el lector podrá repasar.

Convertidores electrónicos

La solución moderna para elevar una tensión continua es el *convertidor electrónico*, cuyo circuito se ve en la figura 105. Consta de un oscilador simétrico con dos transistores, alimentados por la batería o fuente de baja tensión E_e; la corriente oscilante se aplica a un transformador, de uno de cuyos secundarios, el n_3, se toma una tensión alterna elevada, la cual puede rectificarse con un puente de diodos sólidos y tener final-

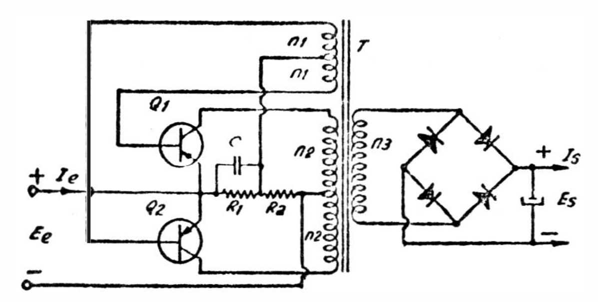


Fig. 105. – Circuito de un convertidor electrónico a transistores para elevar el valor de la tensión continua disponible.

mente la alta tensión continua que necesitamos para las placas de los equipos móviles.

Como en todo oscilador, hay que provocar regeneración y en este caso eso se hace reinyectando señal a las bases de los transistores mediante los bobinados n_1. La polarización de las bases se toma del divisor de tensión formado por los resistores R_1 y R_2 cuyos valores son dados para cada caso.

Para diseñar un convertidor electrónico como el expuesto hay que tomar en cuenta los factores importantes, como son las tensiones y corrientes en juego, con cuyos datos se determinan todos los demás. Veamos primero cómo se eligen los transistores a colocar en el oscilador:

La máxima corriente de colector se determina multiplicando la corriente de salida I_s por la relación entre el valor de pico de la tensión de salida antes de rectificarla (1,4 E_s) y la tensión de la fuente E_e, tomando esa corriente en mA y las tensiones en Volt.

La máxima tensión de colector es igual a 2,4 veces la tensión de entrada E_e. Obtenidas esas dos cifras máximas inmediatamente se eligen los transistores adecuados.

El resistor R_1 tiene un valor que resulta de dividir la cifra 31.000 por la máxima corriente de colector, antes calculada, en mA. El resistor R_2 tiene un valor 25 veces mayor que R_1.

El capacitor C tiene un valor que oscila entre 0,1 a 2 µF, encontrado experimentalmente, buscando máximo rendimiento.

El valor mínimo de la capacidad para el electrolítico del filtro, teniendo en cuenta que la frecuencia del oscilador es de unos 200 c/s y que el factor de riple o residuo de alterna permitido puede fijarse en 1 %, puede calcularse multiplicando por 10 al cociente entre la corriente I_s en mA y la tensión E_s tomada en V.

La sección neta transversal del alma central del núcleo, en cm², resulta de dividir el producto entre I_s (mA) y E_s (V) por la cifra de 2.000 veces el valor de la superficie de la abertura del núcleo disponible para el bobinado.

La cantidad de espiras del bobinado de oscilación, cada mitad n_2, se calcula multiplicando 17 por la tensión de entrada E_e y dividiendo **por la sección transversal del alma del núcleo. El bobinado de realimentación tendrá por cada** mitad n_1 una cantidad de espiras que sale de multiplicar n_2 por 3,5 y dividir por la tensión de entrada E_s. Y finalmente, el secundario n_3 sale de multiplicar n_2 por E_s y dividir por la tensión de entrada E_e.

Los diámetros de los alambres se calculan así: para n_2 se toma como base la máxima corriente de colector; para n_1 la tercera parte del diámetro que resulte para el anterior; y para n_3 se considera la corriente de salida I_s.

Con toda esta información es fácil calcular un convertidor electrónico y el transformador que lleva. En algún ejemplo práctico que aparezca más adelante se darán los resultados del cálculo que realicemos. Pero veamos todavía cómo se determina el consumo sobre la batería o fuente primaria. El rendimiento de este tipo de convertidor es del orden del 80 %, de modo que a la potencia consumida a la salida debemos agregarle un 25 % y eso nos dará la potencia primaria, y dividiendo por la tensión tendremos la corriente de consumo. La potencia entregada es igual a E_sI_s; supongamos que esas cifras sean de 400 Volt a 200 mA. Tenemos: $400 \times 0{,}2 = 80$ Watt y agregando el 25 % resultan 100 Watt. Como la fuente es de, por ejemplo, 12 Volt, la corriente consumida sobre esa fuente se calcula dividiendo 100 por 12 y obtenemos 8,33 Amper.

Otro detalle muy importante por tener en cuenta es la disipación de potencia de los transistores del convertidor electrónico, la cual se realiza montándolos sobre una chapa de aluminio pintada de negro mate; para aislar la cápsula del transistor, que es uno de sus electrodos, de la chapa se colocan arandelas de mica que vienen exprofeso. Esa chapa puede ser el mismo chasis que sirve para montar todos los elementos del convertidor, y se estipula una superficie que, para chapa de 2 mm de espesor, es de 8 cm² por Watt absorbido por los transistores. Por ejemplo, en el caso planteado antes, donde teníamos 100 Watt entregados por la batería a los

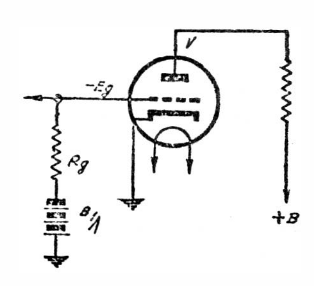


Fig. 106. – Polarización negativa de grillas mediante una batería.

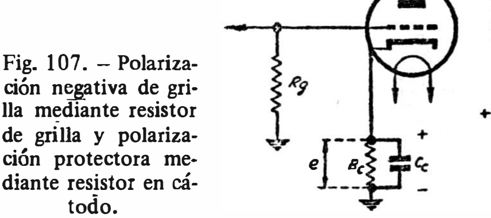


Fig. 107. – Polarización negativa de grilla mediante resistor de grilla y polarización protectora mediante resistor en cátodo.

dos transistores, la superficie de la chapa debe ser de unos 800 cm², o sea, pongamos, de 20 cm × 40 cm, con la cual, mediante dobleces, hacemos el chasis. Y con esto damos por terminado el tema en su aspecto teórico, para retomarlo en algún ejemplo práctico más adelante.

Polarización de grillas

Hemos visto ya la alimentación de filamentos y la de placas en toda clase de equipos, según sea la fuente disponible. Trataremos ahora la polarización de las grillas de las válvulas por tratarse de un caso especial: primero, por requerirse una tensión negativa, y segundo, porque se pide una buena constancia en esa tensión.

Lo primero que surge cuando debe disponerse de una tensión estable y con la polaridad que uno quiera es usar una batería. De este modo se tendría el caso que muestra la figura 106, donde la grilla de la válvula *V* tiene su resistor de carga, en serie con el cual hay una batería que suministra la tensión necesaria para polarizar esa grilla y llevar a la válvula a su punto. Ocurre entonces que cuando se desea utilizar el equipo nos encontramos con que la batería de polarización está descargada y debemos reemplazarla, si tenemos un repuesto. Por estas razones actualmente no se emplea mucho este sistema de polarización.

La figura 107 nos muestra otro sistema que ya conocemos por haberlo usado en circuitos vistos en capítulos anteriores. Se trata de polarizar la grilla mediante un resistor R_g que aprovecha la acción rectificadora grilla-cátodo y entonces la corriente de grilla, multiplicada por el valor de esa resistencia nos da una tensión cuyo polo negativo está en la parte superior. Vimos también que para proteger a la válvula en los casos en que falte la señal de R. F. que llega a la grilla y entonces no habría rectificación y tampoco polarización, suele colocarse un resistor en cátodo, para dar una polarización protectora. Se trata del resistor R_c, por el cual pasa la corriente de placa, provocando una caída de tensión *e*, que se suma a la que da el resistor R_g. Cuando la válvula trabaja normalmente, la polarización protectora debe calcularse para limitar la corriente de placa a valores compatibles con la tolerancia de la válvula. Esto lo veremos en los circuitos reales de transmisores.

Y también se usa, cuando las tensiones de polarización no deben fallar y deben ser muy estables, la fuente independiente para la tensión negativa de grilla, cosa que vemos en la figura 108. Se trata de un rectificador sólido, conectado al revés que lo usual, alimentado por una tensión *V* que es menor que el valor necesario de polarización E_g en un 25 a 30 %. El resistor R_2 produce un drenaje de corriente para estabilizar la fuente.

Veamos los elementos que la integran. Primero tenemos el transformador *T* que puede ser independiente o puede ser un bobinado adicional colocado en el transformador general de la fuente de placas. Luego está el resistor de protección R_1 para el diodo *D*, luego viene ese diodo y el capacitor electrolítico C_1 que sirve de filtro, que, como vemos, se conecta invertido, de acuerdo con la polaridad de la tensión obtenida. Hay otro capacitor, el C_2, que sirve de paso a la señal de R. F., porque el electrolítico no tiene un valor bajo de impedancia a frecuencias elevadas. Y finalmente está el resistor de drenaje R_2, para provocar un consumo sobre la fuente y mantener constancia en la tensión a la salida. El choque *CH* ya pertenece al circuito de R. F. y a veces no se ve en esta parte porque la fuente de polarización se emplea para la etapa final de un modulador; en ese caso en lugar del choque aparece allí el resistor de carga de las grillas de las válvulas finales del modulador.

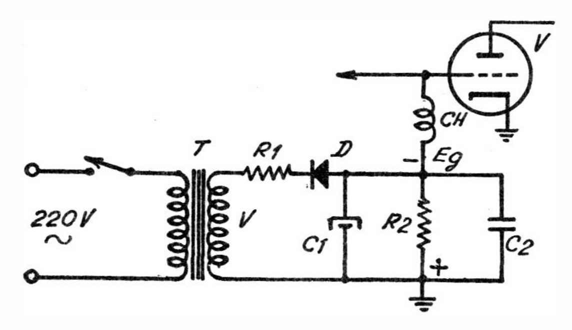


FIG. 108. — Polarización negativa de grillas mediante una fuente independiente.

Algunas veces se aprovecha algún bobinado inactivo del transformador general de la fuente para obtener una polarización de grillas, mediante el empleo de los multiplicadores de tensión que hemos visto anteriormente; pero dejemos esos ejemplos para cuando abordemos un caso concreto del circuito de un transmisor.

Día 6

Después de estudiar los principios de la emisión radioeléctrica era lógico que los lectores desearan construir un transmisor, pero fue necesario describir los osciladores o generadores de señales, los moduladores que se encargan de imprimir sobre la señal los efectos del sonido y las fuentes que se requieren para alimentar ambas cosas; también había que amplificar las señales, tanto las de audio como las de R.F., y todo ello ya ha sido explicado detalladamente. Inclusive se ha mostrado el montaje de los componentes, para que al construir los equipos transmisores se sepa cómo ubicar los elementos. En otras palabras, ya estamos en condiciones de encarar proyectos concretos de esos equipos y es lo que comenzaremos a hacer en esta jornada. Los primeros serán los más simples, de menor potencia y con menos posibilidades, lo que llamaríamos aparatos para principiantes; esto no quiere decir que no sirvan para su cometido, sino que se consideran los primeros pasos en el terreno de los radioaficionados.

Debemos advertir que para usar equipos de transmisión hay que contar con la correspondiente licencia que otorga la Dirección de Radiocomunicaciones de la Nación, bajo las condiciones estipuladas en el correspondiente reglamento; todo eso será estudiado en este libro, de modo que cada lector estará enterado de sus posibilidades y sabrá a qué atenerse. Ahora pongamos manos a la obra.

TRANSMISORES SIMPLES DE BAJA POTENCIA

La primera consideración que debemos hacer es la que corresponde a la elección del primer equipo del principiante, o sea del que se va a iniciar en la radiotransmisión. La reglamentación vigente llama *novicios* a los que se inician y más adelante veremos en detalle todo eso; pero podemos adelantar que se fijan cuatro categorías de aficionados: *novicios*, *intermedia*, *genera*l y *superior*. Y también diremos que las bandas comunes de emisión son las que corresponden a las siguientes longitudes de onda en metros:

160 - 80 - 40 - 20 - 15 y 10

habiendo además otras bandas autorizadas por debajo de los 5 metros o sea de los 60 Mc/s. Por el momento nos ocuparemos de las bandas comunes. Los aficionados novicios solamente pueden usar la de 80 metros, en las frecuencias comprendidas entre 3.500 y 3.750 Kc/s, con la salvedad que desde 3.500 hasta 3.525 Kc/s solamente se puede emitir en ondas A_1 (telegrafía). Los aficionados de las otras categorías pueden usar todas las bandas, con algunas limitaciones en el espectro de sus frecuencias, cosa que veremos en detalle al ocuparnos de las reglamentaciones. También hay limitaciones en la potencia máxima de los equipos de acuerdo cor el siguiente detalle:

Categoría	*Potencia máxima (W)*
Novicios	50
Intermedia	100
General	1.000
Superior	1.000

Recapitulemos lo dicho: los aficionados novicios sólo pueden emitir en la banda de 80 metros, con una potencia no mayor de 50 Watt; los de la categoría intermedia pueden salir en varias bandas con no más de 100 Watt. Las otras dos categorías permiten también todas las bandas, pero la potencia se eleva hasta 1.000

Watt. Como las exigencias para pertenecer a estas dos últimas categorías incluyen exámenes técnicos, experiencia previa y antigüedad en el ejercicio de la actividad, hemos considerado prudente dedicar nuestros proyectos a las dos primeras categorías. Trataremos entonces los emisores de una sola banda (novicios) y multibandas (intermedia), con potencias limitadas a 50 Watt y a 100 Watt.

También nos impondremos otras condiciones en los proyectos, y son las que se refieren al material empleado. Para equipos de potencia baja y media es preferible utilizar elementos comunes en radio o TV, porque la gran existencia y venta los ha puesto en precios convenientes; el material especial para transmisión, en cambio, escasea y tiene precios altos. Lo dicho no representa ningún inconveniente funcional ni desmedro en la calidad, pues el material especial para transmisión se justifica únicamente en los equipos de alta potencia.

En este capítulo abordaremos dos proyectos sencillos: uno, para la categoría novicios, monobanda, de potencia baja, y, otro, para la categoría intermedia, multibanda, también de potencia baja, pero mayor que el otro ya que se pueden usar cifras mayores de 50 Watt.

TRANSMISOR MONOBANDA DE 30 WATT

Fijaremos primero las condiciones del proyecto para pasar después a los circuitos. Debe ser un equipo simple, apto para novicios, con un costo reducido y que emplee elementos de los más comunes de plaza. La frecuencia de trabajo corresponderá a la banda de 80 metros, o sea desde 3,5 hasta 3,75 Megaciclos por segundo. Para que el usuario pueda elegir la frecuencia de operación, sin recurrir a disponer de varios cristales, se hará un oscilador electrónico y para que pueda usar antenas baratas, se dispondrá a la salida un tanque Pi. Tendremos en cuenta todo lo explicado en el capítulo 2, en lo referente al oscilador, en el 3 para la amplificación de R. F., en el 4 para el modulador y en el 5 para la fuente de alimentación.

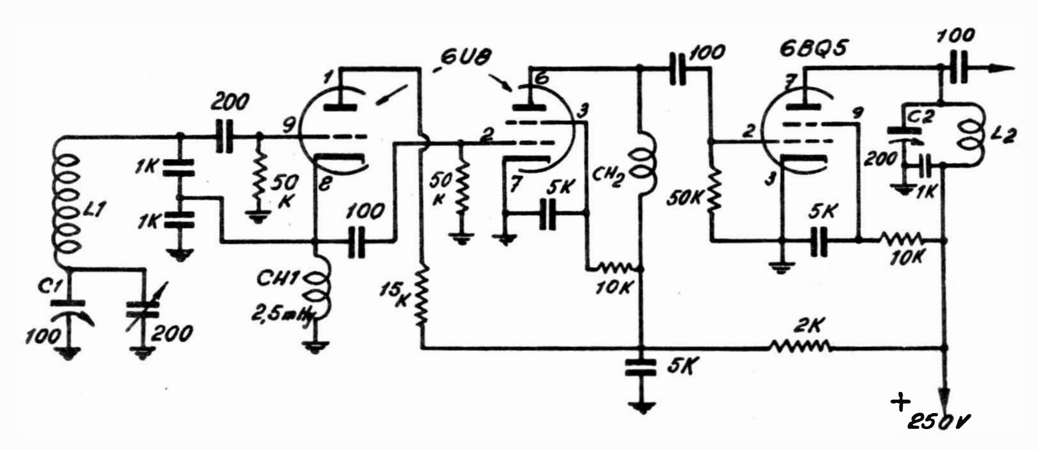


FIG. 109. — Esquema de la sección osciladora y la dobladora de frecuencia del transmisor de 30 Watt.

El oscilador

Entrando en materia, mostramos en la figura 109 la primera parte de la sección de R. F. de nuestro proyecto, que comprende el oscilador y el doblador de frecuencia. Ya sabemos que es ventajoso hacer trabajar al oscilador electrónico en la frecuencia más baja posible para mejorar su estabilidad, de modo que la etapa osciladora constituida por la válvula 6U8 trabajará en la banda de 160 metros, y no entre los límites fijados para el uso de esa banda (1.800-1.850 Kc/s) sino entre los que resultan para que al doblar frecuencia se disponga de la banda de 80 metros completa (1.750-1.875 Kc/s) que abarca desde 3.500 a 3.750 Kc/s.

El oscilador trabaja en montaje Clapp con sintonía en serie (figura 28) y el amplificador de señal es aperiódico, o sea sin carga sintonizada en placa; como es fácil comprender, la sección triodo de la 6U8 es el oscilador y la sección pentodo el doblador. Las conexiones en el zócalo noval se dan en el esquema, lo mismo que para las demás válvulas; los capacitores tienen indicadas sus capacidades en micro-micro-

Farad y son todos cerámicos. Por ejemplo, los capacitores de 1 K que vemos a la izquierda significa que tienen 1.000 µµF, o sea también 0,001 µF. Los resistores tienen la resistencia indicada en Ohm y la letra K significa 1.000, como sabemos. Hay dos capacitores variables, C_1 en el oscilador, que es el que nos interesa ahora, y tiene un valor de 100 µµF. Hay dos choques de R. F. y son los comunes de 2,5 mHy, que se encuentran en plaza. La bobina L_1 hay que hacerla, para lo cual tomamos un tubo de 2,5 cm de diámetro y arrollamos 94 espiras con alambre de 0,5 mm de diámetro, ocupando una longitud de 7,5 cm. Esta bobina se ubica debajo del chasis y debe quedar alejada y en posición perpendicular con respecto a la del doblador (L_2). Más adelante nos ocuparemos de la ubicación de elementos y ajuste; por ahora dejamos la conexión del positivo que va al punto + 250 V de la fuente, y los filamentos, que veremos juntamente con los otros que tiene el equipo. El capacitor de ajuste de 200 µµF que aparece derivado sobre C_1 es para fijación de banda, y es un pader común.

El doblador

En la misma figura 109 tenemos incorporado la etapa dobladora de frecuencia, constituida por una válvula 6BQ5, que recibe señal de una cierta frecuencia y se sintoniza a frecuencia doble. Para realizar esta operación hay un tanque resonante de capacidad variable en el circuito de placa, formado por L_2 y C_2. El capacitor es de 200 µµF y la bobina tenemos que hacerla. Para ello tomamos un tubo igual al que usamos para la bobina del oscilador, y arrollamos unas 47 espiras de alambre de 0,8 mm de diámetro, ocupando una longitud de 7,5 cm.

La alimentación de esta etapa queda indicada con la conexión al punto de + 250 V de la fuente y el filamento será tratado con los otros del equipo. El procedimiento de ajuste en funcionamiento será explicado más adelante, lo mismo que la ubicación de los elementos en el chasis.

La etapa final

Del doblador pasamos a la etapa amplificadora de potencia en R. F., cuyo esquema vemos en la figura 110. Se emplea una válvula 6DQ6, generalizada en TV, que resulta de comportamiento excelente. En esta etapa hay varias cosas que debemos describir, por lo que procedemos a hacerlo.

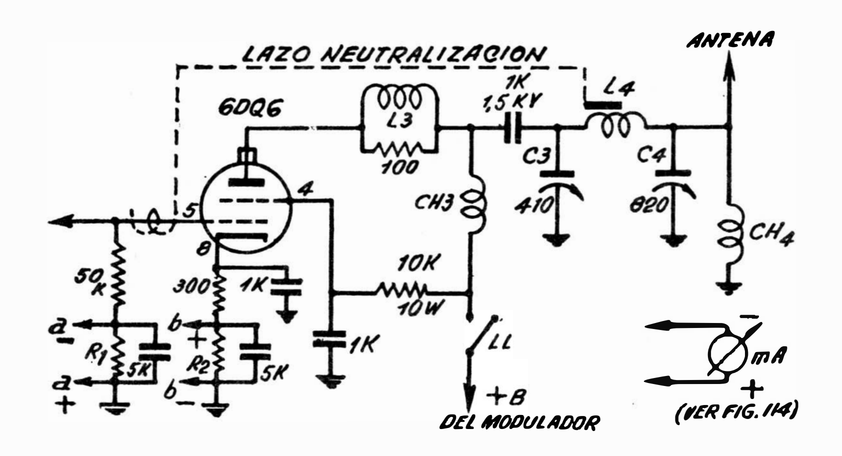


FIG. 110. — Esquema de la sección amplificadora de potencia de R.F. del transmisor de 30 Watt.

Comencemos por el circuito de placa; para tener 30 Watt de entrada a la válvula se usa una tensión de 350 Volt, y la corriente de consumo será de unos 90 mA aproximadamente. La conexión de alimentación se indica como +B del modulador, ya que la corriente de placa de la etapa final debe pasar por el secundario del transformador de modulación; hay allí una llave que permite cortar esa alimentación durante los ajustes. La pantalla se alimenta de la misma fuente con un resistor para rebajar la tensión y un capacitor derivado a masa para paso de R. F. Y en serie con la corriente de placa encontramos un choque de R. F., el CH_3, sobre el que debemos decir algo. Este choque debe permitir el pasaje de la corriente de placa, unos 90 mA, pero también debe presentar alta impedancia a la señal de R. F. para que ella no vaya hacia la fuente de alimentación; pero al mismo tiempo no debe presentar alta impedancia a la señal de audio, que en forma de modulación, está presente en la corriente de placa. Y, final-

mente, la capacidad distribuida del bobinado no debe ser alta ni resonar, en conjunto con el bobinado, en una frecuencia que caiga dentro de la banda de trabajo. Felizmente se encuentran en plaza choques especiales para usar en ese lugar, que se dimensionan de acuerdo con la potencia de la etapa final de R. F., debiéndose elegir uno de cifras generosas para prevenirse contra el optimismo del fabricante. En nuestro caso adoptaremos uno de 50 Watt y su inductancia puede ser de 2,5 o de 5 mHy indistintamente. Si el lector prefiere construirlo, daremos en el próximo equipo por describir los datos para hacer un excelente choque para placa de R. F.

Sigamos con el circuito de placa de la 6DQ6. Al salir de placa hacia el tanque final encontramos una bobina L_3 que tiene por objeto la supresión de las armónicas superiores, para evitar interferencias de nuestro emisor en las bandas de TV. Esta bobina se hace tomando un resistor de 100 Ohm, 1 Watt que se indica en el esquema y arrollando sobre él 10 espiras de alambre de 1 mm de diámetro, a espiras un poco espaciadas. Inmediatamente encontramos el capacitor de 1 K (0,001 μF) que debe ser de alta aislación, pues está sometido a picos de tensión que son la suma de la amplitud de la modulación y la de la señal de R. F.; como cifra prudente se toma un valor mayor que tres veces la tensión de placa.

Y llegamos así al tanque final formado por la bobina L_4, los capacitores C_3 y C_4 y un choque de R. F., el CH_4. Los capacitores son variables del tipo usado en receptores de onda larga; para C_3 usamos una sección y para C_4 dos secciones en paralelo. CH_4 es un choque común de 2,5 mHy. La bobina L_4 es más grande que las anteriores y la haremos tomando una forma de 3,75 cm de diámetro y unos 8 cm de largo; se las encuentra en plaza en porcelana y pertinax. Debemos arrollar 36 espiras de alambre de 1 mm de diámetro, ocupando una longitud de 6,25 cm.

Veamos ahora los elementos restantes. En grilla tenemos el resistor de polarización de 50 K teniendo en serie hacia masa el resistor *shunt* R_1. En serie con el cátodo hay un resistor de polarización protectora y en serie con éste otro *shunt* R_2 que se conectan a una llave selectora de tres posiciones que permite conectar el miliamperímetro en dos circuitos o dejarlo inactivo. Más adelante veremos cómo se hacen esos dos hunts y qué instrumento nos hace falta.

Falta hablar del lazo de neutralización. Es sabido que si la placa y la grilla de la válvula de R. F. trabajan a la misma frecuencia se produce una regeneración a través de la capacidad grilla-placa; en el caso de la válvula 6DQ6 esa capacidad es de 5 μμF, valor bajo, pero conviene comprobar si hace falta neutralizar esa regeneración, tal como fue explicado en el capítulo 3. Usamos neutralización inductiva, porque es más simple y resulta automáticamente en oposición de fase con la regeneración capacitiva. El lazo de realimentación se hace arrollando en

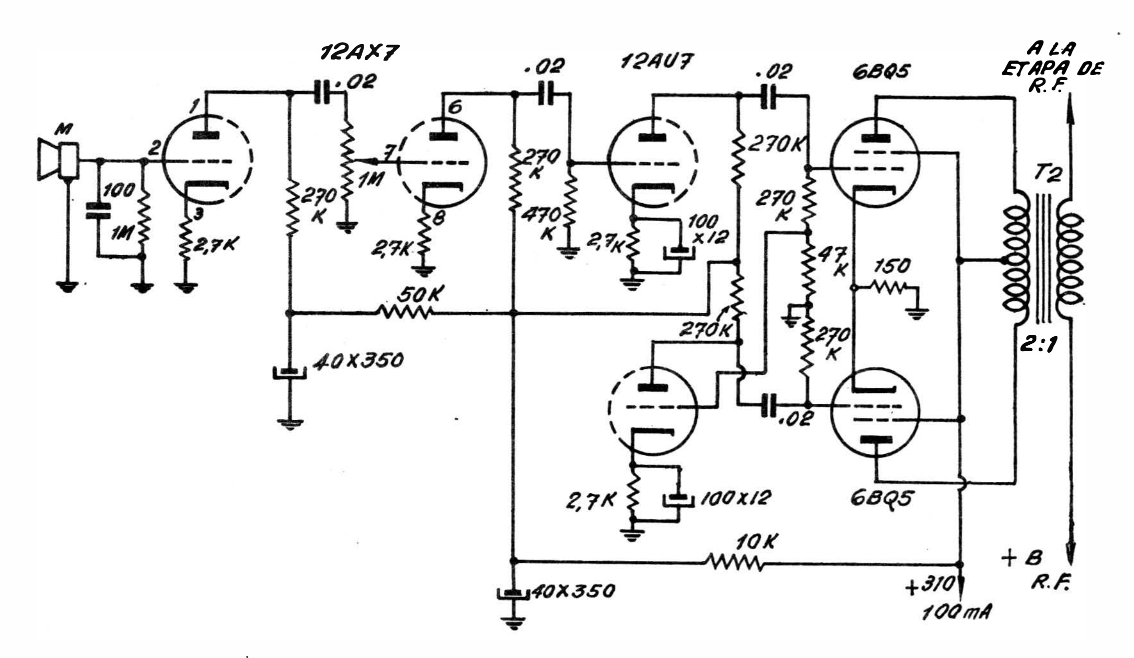


FIG. 111. — Esquema del modulador que emplea el transmisor de 30 Watt. Es un amplificador de audio que entrega 15 Watt de salida.

el cable de conexión de grilla unas 3 ó 4 vueltas pegadas al cable, con un alambre que llevamos a la bobina de placa L_4 donde arrimaremos su extremo sin conectarlo; conviene usar para esto alambre de 1 mm aislado, el cual tiene suficiente rigidez para que pueda ser arrimado a L_4 y quede luego en la posición que resulte. El método de ajuste de este lazo será explicado juntamente con los demás detalles de ajuste del transmisor.

El modulador

Para modular al 100 % la etapa de salida de la figura 110, que tiene una potencia de entrada de 30 Watt, necesitamos un amplificador de audio de 15 Watt, según ya se ha explicado. Este amplificador debe tener suficiente ganancia de tensión como para que se pueda acoplar un micrófono de cristal, debe usar una tensión de alimentación no más grande que la que necesitamos para la sección de R. F. y debe ser de consumo poco variable ante variaciones de amplitud de la señal de audio; todo esto para cumplir con las normas sobre economía del proyecto que nos hemos impuesto. También deben usarse válvulas comunes en radio.

El circuito completo del modulador se muestra en la figura 111, y vemos que se emplean como válvulas de salida las populares 6BQ5; como amplificadora de micrófono un doble triodo 12AX7 y como excitadora e inversora de fase un doble triodo 12AU7. La alimentación general del amplificador se hace con una tensión positiva de 310 Volt, que se obtiene de la fuente común de todo el transmisor y que veremos más adelante. El control de volumen está en la grilla del segundo triodo de la 12AX7. Los valores de los elementos están indicados en el esquema y se sobreentiende que los resistores de los circuitos de grilla son de ½ Watt, los de placas y cátodos de 1 Watt y el de cátodo de las 6BQ5 es de 5 Watt.

El transformador de salida de este amplificador es el transformador de modulación, de modo que el secundario se conecta en serie con la alimentacion de la placa de la válvula 6DQ6 de la figura 110. Como las 6BQ5 necesitan una carga de placa a placa de 8.000 Ohm, y la 6DQ6 tiene una tensión de 350 V a un consumo de cerca de 90 mA, la resistencia de carga que ello representa sobre el transformador T_2 es de unos 4.000 Ohm, así que éste es de relación 2:1; pero debe especificarse que el primario tenga punto medio y que las corrientes son: primaria 50 mA y secundaria 100 mA.

Con esta descripción el lector puede comprender perfectamente nuestro modulador, ya que por tratarse de un circuito conocido para los que trabajan en radio no presenta particularidades extrañas.

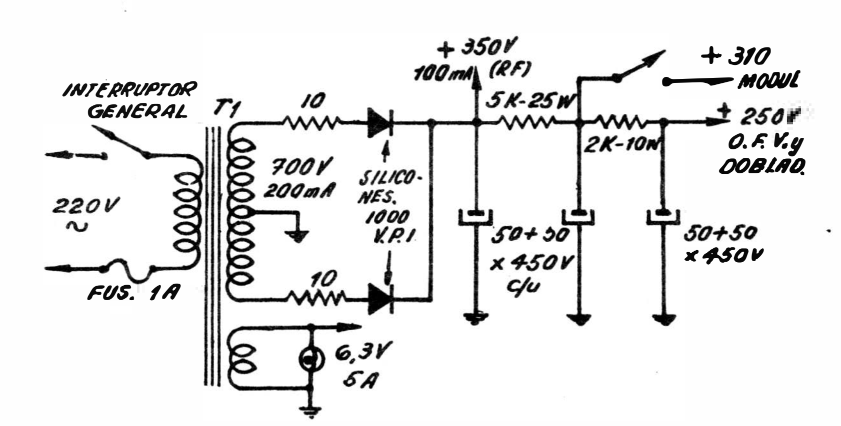


FIG. 112. — Esquema de la fuente de alimentación para el transmisor de 30 Watt, apreciándose su simplicidad.

La fuente de alimentación

Hemos dicho que este equipo tendría una fuente de alimentación única y su circuito lo vemos en la figura 112. El transformador T_1 suministra dos tensiones, una de 700 V con punto medio, a un consumo máximo de 200 mA y otra de 6,3 Volt a 5 A para los filamentos; en este bobinado aparece conectado solamente el foquito indicador, pero veremos que aquí van todos los filamentos del equipo.

El rectificador de onda completa se hace con dos silicones de 1.000 V de máximo pico inverso 0,5 A protegidos contra efectos transitorios por sendos resistores de 10 Ohm 2 Watt. A la salida se tiene la tensión para la etapa final de R. F.; después del resistor de 5 Kilohm se toma la tensión para el modulador y finalmente, después del

resistor de 2 Kilohm, la tensión para el circuito de la figura 109. Cada punto de toma de tensión lleva un electrolítico de 50+50 μF a una

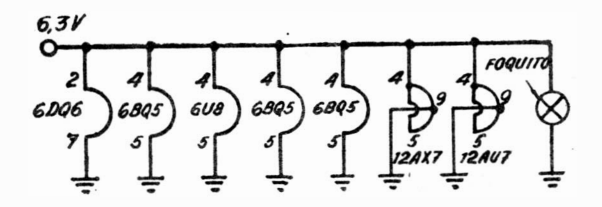


FIG. 113. — Esquema de la alimentación de filamentos de las válvulas que componen el transmisor de 30 Watt.

tensión de 450 V. Los resistores reductores de tensión tienen indicada su disipación en el esquema.

El lector que construya esta fuente debe ajustar las bridas de los resistores cuando tenga todo el equipo en servicio, de modo que el multímetro le indique en cada punto de toma de tensión el valor que indica la figura 112. Si la tensión que encontrara fuera menor, corre las bridas, pero si fuera mayor hay que poner un resistor de valor más grande y correr después la brida hasta obtener los valores indicados. En la conexión que sale para el modulador hay una llave que permite cortar su alimentación, para los casos de maniobra inicial o para cuando se desee trabajar en telegrafía.

El circuito de filamentos de todo el transmisor se ve en la figura 113. Se indican allí los números de patas en los zócalos vistos desde abajo, y todas las válvulas menos dos tienen solamente dos terminales para los filamentos; las 12AX7 y 12AU7 tienen un filamento con derivación central, para poder conectarlas a 6,3 V

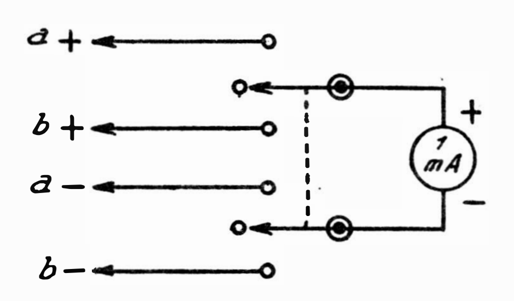


FIG. 114. — Conexiones de la llave selectora para cambiar la posición del instrumento indicador en el circuito.

ó 12,6 V. Para trabajar en 6,3 V se conectan las dos mitades del filamento en paralelo, en la forma como se indica en la figura 113. Al final de la línea aparece el foquito que ya teníamos en la figura 112 y que irá en el panel frontal del equipo como indicador de encendido.

Instrumento indicador

En la parte inferior a la derecha de la figura 110 aparece un instrumento indicador sin conectar, con dos cables de salida e indicación de polaridad. Es un miliamperímetro de 1 mA, elegido de ese valor por ser más económico, el cual nos debe servir para medir la corriente de grilla y la conjunta de placa y pantalla de la válvula 6DQ6, para cuyo fin en los retornos a masa de dicha válvula se han intercalado los resistores R_1 y R_2 que son los shunts de ampliación de alcance de medición. Tenemos que ha-

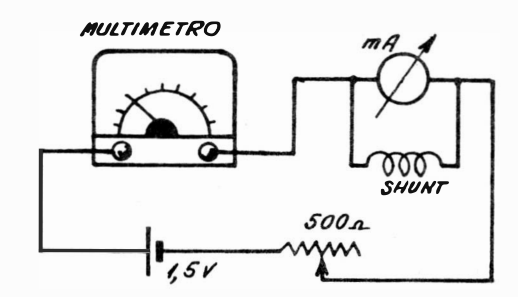


FIG. 115. — Forma de calibrar los shunts para el instrumento.

cerlos o comprarlos, y después tenemos que conectar el instrumento en las dos posiciones de lectura.

Veamos primero la llave inversora que se necesita, que es una selectora de dos secciones y tres posiciones, tal como se ve en la figura 114. Se usan tres posiciones por dos razones; una es para que haya una posición central en la cual el instrumento quede desconectado y la otra es para evitar que al pasar de una a otra posición de lectura la llave haga puente entre esas posiciones. La figura 114 indica claramente la forma de conectar esta llave a los puntos *a*+ y *a*— en el circuito de grilla y los *b*+ y *b*— en el circuito de cátodo de la válvula (figura 110).

Ahora debemos calcular los shunts. Para la medición en grilla el alcance máximo debe ser llevado a 10 mA y en el circuito de placa a 100 mA. Si conocemos la resistencia interna del instrumento, para el primer caso el shunt se calcula dividiendo esa resistencia por 9 y para el segundo por 99. Pero también se pueden hacer y comprobar, en la forma como lo muestra la figura 115. Para el shunt de 10 mA tomamos un trozo de 1,20 m de alambre de cobre

esmaltado de 0,1 mm de diámetro y lo arrollamos sobre un resistor de 1 Watt de valor alto cualquiera. Luego lo conectamos como indica la figura y corremos el potenciómetro hasta tener en el multímetro un valor cualquiera, por ejemplo 5 mA y en el instrumento debe leerse la mitad de la escala; como seguramente leeremos menos, se saca un poco de alambre del shunt hasta lograr la lectura de 0,5 en su escala, que equivale a 5 mA. Para el shunt de 100 mA tomamos alambre de 0,3 mm de diámetro y también 1,20 m y hacemos lo mismo que antes, el multímetro lo ponemos en la escala de 100 mA y comprobamos en un punto central, como 50 mA, sacando alambre hasta lograr lectura de 0,5 mA en el instrumento, que corresponderá a 50 mA.

Disposición constructiva

Después de todos los detalles dados sobre construcción de equipos en los capítulos 2 y 3, no es necesario que hagamos la misma presentación en este caso, pero daremos la ubicación de elementos en el chasis y la disposición del panel frontal.

Estudiemos la figura 116 que nos muestra ambas cosas. El chasis tiene unos 50 cm de largo por 20 cm de fondo y 6 cm de altura y puede hacerse de aluminio de 1,5 mm de espesor. Sobre el chasis se distribuyen sueltos los elementos en la forma como lo indica la figura para marcar los agujeros por cortar; no podemos dar sus medidas porque los transformadores, por ejemplo, llevan agujeros que dependen de su forma y tamaño y, como son hechos por encargo, cada uno marcará el chasis con sus transformadores. Algo parecido pasa con los capacitores variables, que si bien van asegurados al panel frontal con rosca o al chasis con pilares o zapatas, sus formas y tamaños son variados. Obsérvese que tanto el oscilador como el separador llevan tabiques de chapa, indicados con una línea de trazos; debajo del chasis también van tabiques para blindar las dos bobinas correspondientes a esas etapas de R. F., que se aseguran en la parte inferior del chasis mediante puentes aislantes, tratando de alejarlas del fondo del chasis lo más posible. En la parte posterior hay una salida del cable para línea, un conector para el micrófono y los dos bornes para antena, uno de los cuales es chasis y va a la línea coaxil de antena, parte externa o a tierra externa.

En el panel frontal tenemos arriba el foquito indicador de encendido, que se ilumina inmediatamente que accionamos el interruptor general que tiene al lado. En el centro está el instrumento, con su llave selectora debajo; luego vienen la llave de +B del modulador y la llave *LL* de placa 6DQ6 que vimos en la figura 110, indicada en ese panel como R. F. Debajo tenemos el control de volumen del modulador y las cuatro perillas que accionan los cuatro capacitores variables del equipo, marcados en las figuras 109 y 110.

Ajuste del equipo

Al encender la llave general queda alimentado el oscilador y la etapa separadora; luego, arrimando un ondámetro o un medidor de pozo de grilla a la bobina L_1 tendremos acuse de oscilación en cada posición del capacitor C_1 y podemos marcar un dial en el panel con las frecuencias, pero recordando que nuestro equipo es de 80 metros y el oscilador es de 160 metros, de modo que tomaremos las frecuencias dobles desde un extremo hasta otro de la banda, centrando la banda en el dial con ayuda del padder de 200 que hay en el oscilador. La banda abarca desde 3.500 hasta 3.750 Kc/s. Hecho esto colocamos el instrumento en grilla de la 6DQ6 y ponemos el oscilador en una frecuencia de centro de banda, retocando C_2 del separador doblador hasta máxima lectura. Inmediatamente procedemos a ajustar el lazo de realimentación en la forma como fue explicado en el capítulo 3. Giramos el capacitor C_3 de extremo a extremo y observamos si la aguja del instrumento acusa

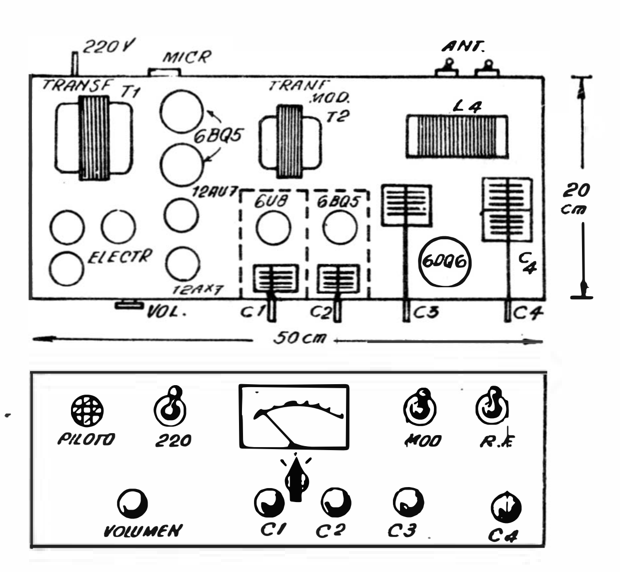


FIG. 116. — Disposición de los elementos en el chasis y en el panel frontal del transmisor de 30 Watt.

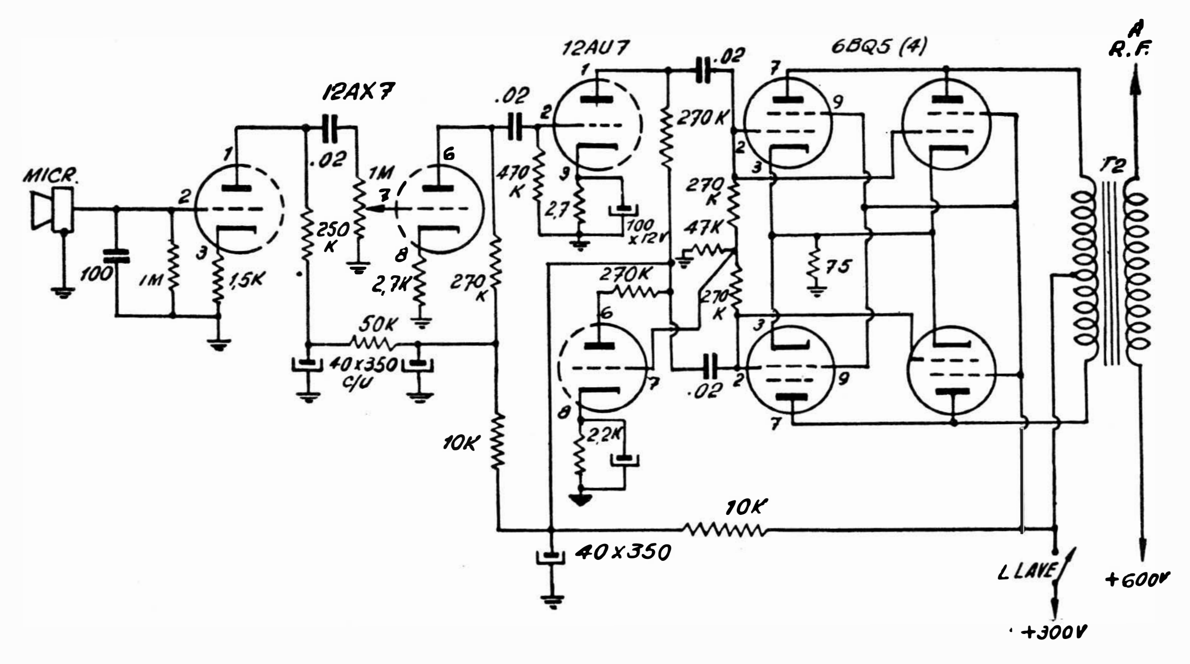


FIG. 118. — Esquema del modulador para un transmisor de 60 Watt; se trata de un amplificador de audio que entrega 30 Watt de salida.

un movimiento perceptible, todo esto sin conectar *LL*. Ese movimiento acusa regeneración, de modo que modificamos la posición del alambre arrimado a L_4 hasta que desaparezca la regeneración.

Ahora pasamos a la segunda etapa del ajuste; se conecta entre el borne de antena y masa una lámpara de alumbrado de 25 Watt y se cierra *LL*, retocando C_3 hasta que la lámpara brille y la corriente de placa disminuya. Si este último valor indicado por el instrumento no alcanza la cifra entre 85 y 90 mA se retoca la posición de C_4 y se repite la operación de ajuste. Luego cerramos la llave del modulador y hablamos frente al micrófono, debiendo notarse fluctuaciones en el brillo de la lámpara, indicadoras de que la señal de R. F. está modulada. Con esto el transmisor queda ajustado.

Operación con ondas tipo A_1

Hemos considerado en el proyecto que acabamos de desarrollar que el lector lo usará para señales moduladas, pero algunos desearán emplearlo con señales telegráficas a portadora interrumpida, o sea con ondas tipo A_1. En ese caso lo que tiene que hacer es intercalar el manipulador en el cátodo de la válvula 6BQ5 de la figura 109; para ello lo más cómodo es colocar allí un jack simple que mantiene el circuito cerrado entre pata 3 y masa mientras no se enchufe el plug del manipulador. Para absorber un poco las chispas de manipulación conviene derivar sobre el manipulador un capacitor de 0,1 μF.

Durante la emisión de ondas telegráficas no hace falta el modulador y por lo tanto se mantiene cortada su alimentación anódica; esto equivale a decir que mantenemos abierta la llave superior que aparece en la figura 112, que es la fuente de alimentación.

Ampliación del modulador

Si observamos la figura 111 que da el circuito de un modulador de 15 W. de potencia de salida y la comparamos con la figura 118 que nos muestra otro modulador, pero de 30 W. de salida, comprobaremos que simplemente se han agregado dos válvulas 6BQ5 en la etapa final. Si tenemos en cuenta que el consumo de tal etapa se duplica deberemos estimar el mismo en 200 mA y aumentar el drenaje de la fuente de alimentación en 100 mA. El transformador de modulación T_2 tendrá la misma relación, puesto que la impedancia de placa a placa es la mitad que antes pero el secundario también tiene la mitad de carga por ser doble la corriente en el secundario, ya que podemos modular a un transmisor de doble potencia. Como se ve esta simple solución nos permite pasar de un transmisor de 30 W. a uno de 60 W. y entonces, en el capítulo 7, cuando describamos un transmisor de 60 W. usaremos como modulador el que tenemos en la figura 118.

Día 7

Hemos encarado ya un proyecto de transmisor simple, de los que puede realizar el novicio ya que el aficionado de esa categoría solamente puede emitir en la banda de 80 metros. Pero en cuanto el lector adquiera cierta experiencia seguramente querrá disponer de equipos más flexibles, más cómodos de manejar, con mayores posibilidades de emitir en cualquiera de las bandas, ya que en la categoría inmediata, la general, pueden usarse prácticamente todas ellas. Inclusive está permitido el uso de mayor potencia de salida, de modo que los nuevos proyectos serán de potencias más elevadas, no porque sea obligatorio, sino porque pueden utilizarse. La limitación a 100 Watt que nos hemos impuesto es porque únicamente en las dos categorías más elevadas se permiten potencias mayores, mientras que en la de novicios y en la general la limitación es en los 50 y 100 Watt respectivamente. Este libro está dedicado a los que se inician y entonces es lógico que nos limitemos a los aficionados que no tienen mucha experiencia, pues los otros ya superaron la etapa del aprendizaje. También hay que tener en cuenta que en plaza no abundan elementos para construir equipos de potencias mayores y lo poco que hay es de costo muy elevado; es ésta otra razón de la limitación de potencia a que hemos aludido. Con estas aclaraciones previas podemos entrar en el tema de la presente jornada.

TRANSMISORES MULTIBANDA DE POTENCIA MEDIA

Cuando se habla de un transmisor multibanda se entiende que en éste el cambio de banda de operación se puede hacer sin cambiar elementos. La clasificación de potencia media la encuadramos entre más de 50 Watt y hasta 100 Watt, por el hecho de que en la categoría intermedia de aficionados transmisoristas el límite de potencia es 100 Watt, mientras que los novicios sólo pueden usar 50 Watt. Y cuando un aficionado entra en la categoría intermedia ya quiere utilizar elementos fabricados especialmente para transmisión; por esta razón trataremos de incluir en los nuevos proyectos válvulas como la 807 o su igual en 12,6 V en filamento, la 1625, válvula que se fabrica para transmisión. También se introducirán algunos refinamientos como ser el monocontrol en el cambio de bandas, el oscilador de frecuencia variable con dial calibrado. etc.

TRANSMISOR DE 60 WATT EN CUATRO BANDAS

Encararemos ahora un interesante transmisor que usa como única válvula de salida una 1625 (o su igual de 6,3 Volt, la 807) y el cambio de banda se hace mediante una sola maniobra con una selectora de tres pisos, con cuatro vías por piso. Como usaremos algunos de los elementos ya descriptos en los proyectos anteriores, en cada caso en que ello ocurre mencionaremos la figura correspondiente. Este equipo trabaja indistintamente en 40, 20, 15 y 10 metros.

La sección de R.F.

La figura 124 nos muestra la sección de R. F. de nuestro transmisor y vemos que consta de un oscilador electrónico con una 6C4, una etapa dobladora con una 6BQ5 y la etapa final con la 1625. Se alimenta desde la fuente general con dos tensiones distintas, una de 300 V y otra de 600 V para la etapa final.

El oscilador es del tipo Clapp con sintonía en serie y realimentación capacitiva, que hemos usado ya otras veces; en placa tiene un tanque resonante que puede hacerse trabajar en dos frecuencias distintas, pues la llave selectora conecta la bobina en forma completa o elimina el trozo hasta la derivación. En la tabla adjunta veremos las frecuencias de trabajo. La bobina

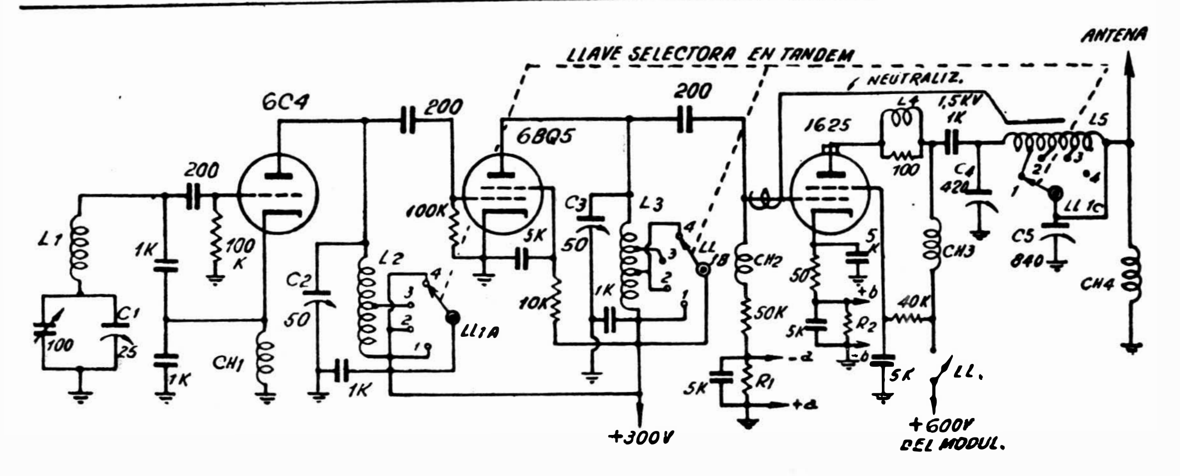


FIG. 124. — Esquema de la sección de R.F. del transmisor de 60 Watt con cuatro bandas.

L_1 trabaja en 80 metros, de modo que en placa osciladora siempre multiplicamos frecuencia, en la bobina L_2.

La etapa dobladora también tiene un tanque en placa, con una bobina L_3 con dos derivaciones, que trabaja en la forma estipulada en el cuadro de bandas. Y la etapa final tiene un tanque *pi* que tiene cuatro derivaciones, una para cada banda de trabajo. Pero las tres llaves selectoras se manejan en tándem o sea que tienen tres galletas de cuatro posiciones cada una.

Hay 5 capacitores variables y un pader ajustable. C_1 está en el oscilador y la banda se fija con el pader de 100 µµF que tiene en paralelo. Para fijar la banda no hay que tener en cuenta los límites de la banda de 80 metros, la cual no se usa, sino la que tiene el espectro autorizado más amplio que es la de 10 metros, 28 - 29,7 Mc/s. Diviendo esta cifra por 8, pues tenemos un caso en que se dobla tres veces la frecuencia, los límites de esta banda a cubrir con el oscilador son 3,5 y 3,71 Mc/s, y esto es muy importante.

C_2 es el capacitor del tanque de placa de la osciladora y C_3 el de la placa de la dobladora. Los otros dos forman el tanque de salida. Las bobinas se explican aparte, salvo las que no forman parte de los tanques resonantes. Por ejemplo, CH_1 y CH_2 son choques comunes de R. F. de 2,5 mHy. CH_4 es otro choque común de R.F. y CH_3 es un choque especial que merece una explicación aparte.

En la figura 125 vemos el aspecto constructivo de este choque, el cual no puede ser uno de los comunes por la alta corriente circulante. Para construirlo se toman dos tubos de micarta o porcelana, de diferentes diámetros, pegados entre sí. A lo largo se distribuyen 8 arandelas y se las adhiere con pasta epóxica. Se le colocan dos tapas y se hacen las perforaciones indicadas para sujetar terminales y pasar alambres. Luego se toman unos 15 metros de alambre esmaltado con forro de seda o similar de 0,3 mm de diámetro y se dan 20 espiras en cada una de las secciones marcadas A hasta F en la figura 125. Seguimos con 140 espiras juntas en la sección G, dejando 10 mm hacia la derecha para las últimas 10 espiras, que van separadas. Todas las medidas se dan en mm. Para colocar el choque en el chasis se adopta la posición vertical y se usa un aislador-soporte de porcelana; el extremo superior es el que va a la placa de la 1625 a través del choquecito L_4.

Veamos ahora las bobinas, para lo cual nos ayudamos con la figura 125 y con la tabla adjunta. En dicha figura se explica la construcción, dándose los datos del diámetro de la forma, el calibre del alambre, la cantidad de espiras y la longitud que debe ocupar el bobinado; también se especifican las derivaciones por realizar, contadas desde los extremos inferiores, menos para L_5 donde se indican en forma específica. Las longitudes de los bobinados que se señalan son las parciales y totales, y el espaciado entre espiras deben ser arreglado para cumplir con las medidas especificadas.

Frecuencias de trabajo en las bobinas (Mc/s)

Banda	L_1	L_2	L_3	L_5
40	3,5	7,0	7,0	7,0
20	3,5	7,0	14,0	14,0
15	3,5	10,5	21,0	21,0
10	3,5	7,0	14,0	28,0

Con los datos de la tabla que sirven para comprender los doblados o triplicados de fre-

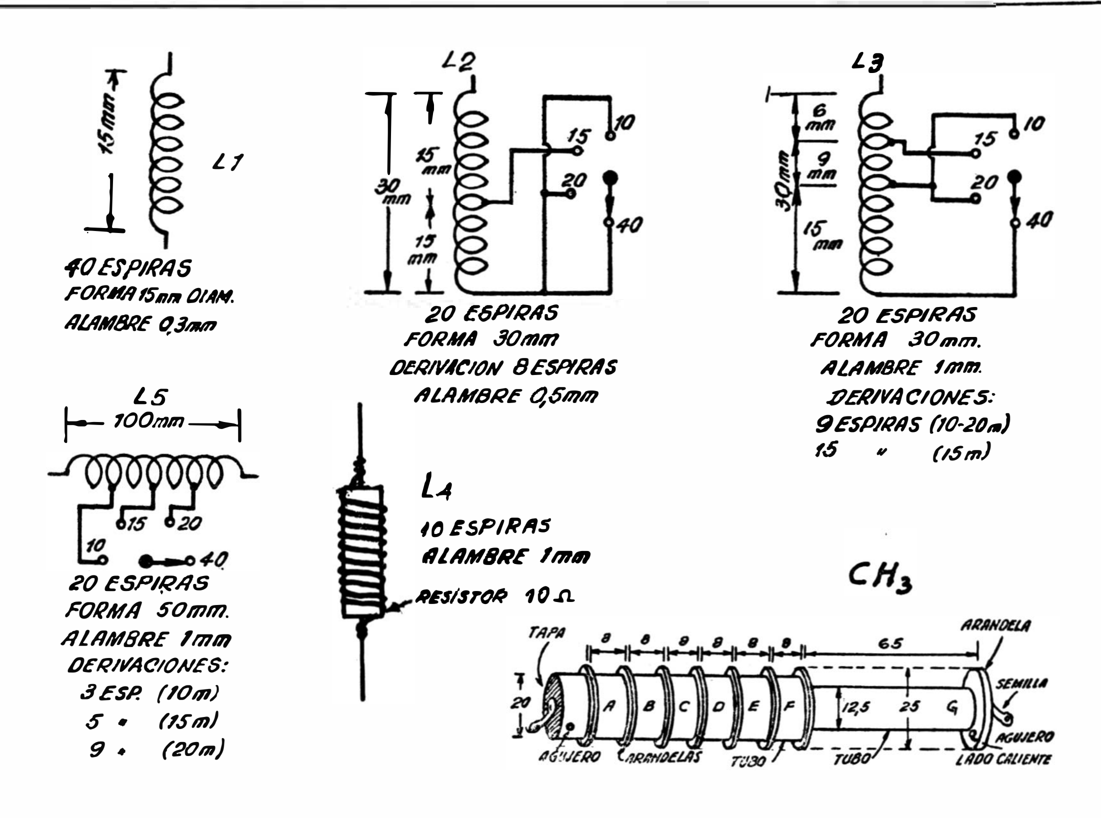


FIG. 125. — Datos para construir las bobinas del equipo transmisor de la figura 124.

cuencia que se realizan y la información de la figura 125 se pueden construir las bobinas para este equipo.

El modulador

Para una etapa de R. F. que trabaja con 600 V a un consumo de 100 mA, lo que da una potencia de entrada de 60 Watt, se necesita un modulador que entregue 30 Watt de audio. Ya tenemos un proyecto realizado, y es el de la figura 118, que emplea 4 válvulas 6BQ5 en clase A, cosa que nos asegura una buena uniformidad en la corriente de placas. El transformador de modulación, T_2 en la figura 118, debe tener como relación de impedancias la que resulta de la siguiente consideración: en el primario tenemos para el push-pull paralelo una carga de 4.000 Ohm de placa a placa; en el secundario tenemos que dividir la tensión de alimentación de la etapa de R. F. por su consumo, o sea 600 por 0,1 y nos

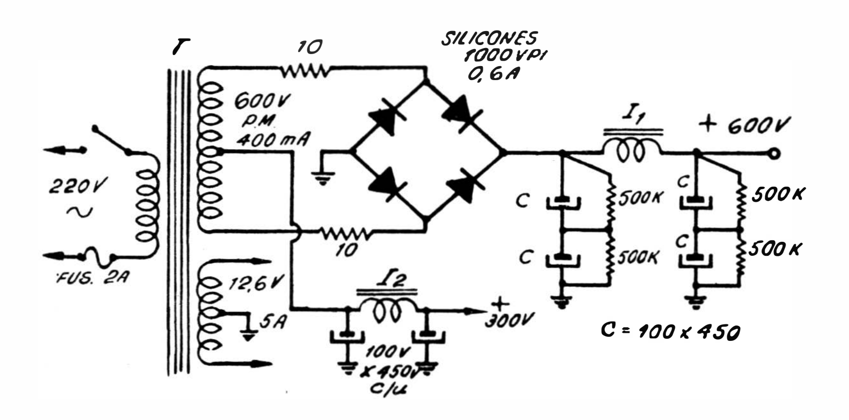


FIG. 126. — Circuito de la fuente de alimentación para el transmisor de 60 Watt; se trata de una fuente de doble tensión.

da 6.000 Ohm que representa la carga sobre el modulador. Luego, ese transformador será de relación 1:1,5, debiendo permitir la circulación de 100 mA en todos sus bobinados.

La fuente de alimentación

Como se requieren dos tensiones generales de placas, con cifras de 600 y de 300 Volt, el caso se presta perfectamente para utilizar una fuente de doble tensión como la que vimos en la figura 99, y es lo que hemos adoptado en la figura 126. Se emplea un solo transformador que suministra 600 Volt a unos 400 mA (como cifra cómoda) con punto medio, y para filamentos tiene un bobinado que da 12,6 V con punto medio, a 5 A. Usamos un rectificador en puente con silicones de 1.000 VPI a 0,6 A y hay dos filtros, uno para cada sección. En la tensión alta va una impedancia de 10 Hy, 150 mA, de baja resistencia (50 a 100 Ohm) y cuatro electrolíticos puestos de a dos en serie, con 100 µF × 450 V cada uno; deben polarizarse con resistores derivados según se indica. La otra rama lleva una impedancia de 10 Hy 200 mA, de baja resistencia y dos electrolíticos de 100 × 450. La llave general está en el primario y hay un fusible para 2 A.

El circuito de filamentos se hace en la forma que indica la figura 127, y se ve que tenemos válvulas con dos tensiones distintas, 6,3 y 12,6 Volt en filamento. La derivación central del bobinado va a masa y entonces las válvulas de

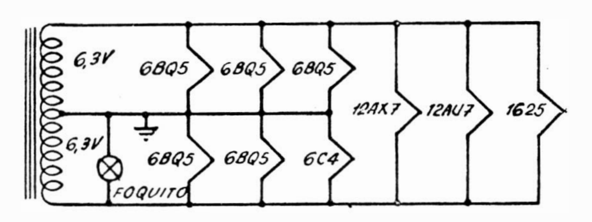


Fig. 127. — Conexiones de los filamentos del transmisor de 60 Watt. Las válvulas del modulador aparecen en la figura 118.

6,3 V se ponen a masa al lado del zócalo. El foquito va en el panel frontal y es un simple indicador piloto.

Falta ahora hablar de la conexión del instrumento indicador de consumos. La figura 128 nos muestra la conexión del miliamperímetro a una llave selectora de dos secciones y tres posiciones, tal como la vimos en la figura 114. Las letras *a* y *b* corresponden a las indicadas en la figura 124, y para hacer los shunts R_1 y R_2 se siguen las indicaciones dadas en la figura 115. Resulta evidente que en la posición *aa* marca la corriente de grilla de la etapa final de R. F., y que en la

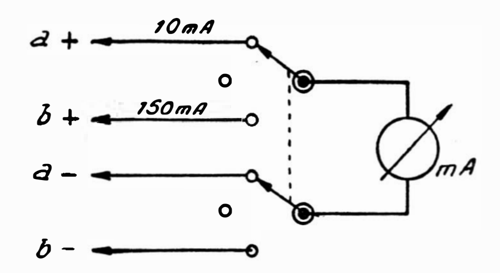


Fig. 128. — Conmutación del instrumento indicador para el transmisor de 60 Watt.

bb indica la corriente de cátodo de la 1625; veremos en la explicación del ajuste que no es indispensable que se conecte para medir otras corrientes.

Disposición constructiva

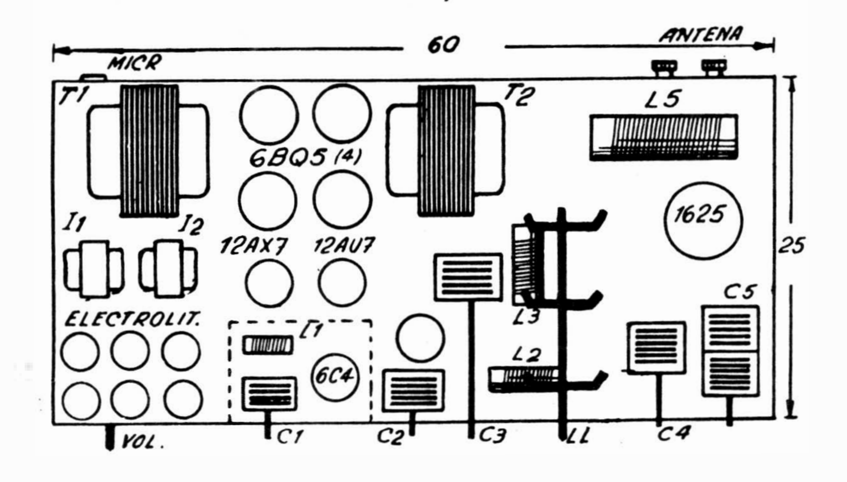
El lector que ha llegado hasta aquí ya tiene seguramente deseos de hacer él mismo el proyecto de distribución de elementos en el chasis del transmisor, pero muchos prefieren una guía, la cual modifican a su gusto. Por tal motivo daremos una de las tantas distribuciones que puedan adoptarse.

Cabe aclarar que cuando se proyectan emisores de cierta potencia muchos prefieren colocar en chasis separados las tres secciones, a saber: R. F., modulador y fuente de alimentación. Estamos de acuerdo con este criterio cuando se trata de equipos de 100 Watt o mayores, que no es el caso que tenemos ahora, por lo cual hemos previsto un solo chasis, tal como se ve en planta y en vista del panel frontal en la figura 129.

El proyecto se asemeja a los anteriores y difiere en la colocación de la llave selectora de bandas *LL* con sus tres secciones bien separadas, por lo que debemos conseguir una de eje bastante largo. Obsérvese la ubicación del O. F. V. que está dentro de un blindaje que forma prácticamente una caja, y de las bobinas y capacitores variables de los tres tanques resonantes que completan la sección de R. F. Siempre deben colocarse en posición perpendicualr una respecto de la otra las bobinas de etapas consecutivas.

En el panel frontal se ha distribuido, buscando no alterar la estética del conjunto de perillas y llaves de control, el dial del O. F. V. y el instrumento indicador, junto al cual está la selectora

de medición. La luz piloto acusa el encendido general del equipo. Sobre el dial mencionado debemos decir algo. Se trata de una polea, con su movimiento mediante piolines y una escala. Si usamos un pequeño dial de los comunes para receptores pegaremos una escala en blanco para



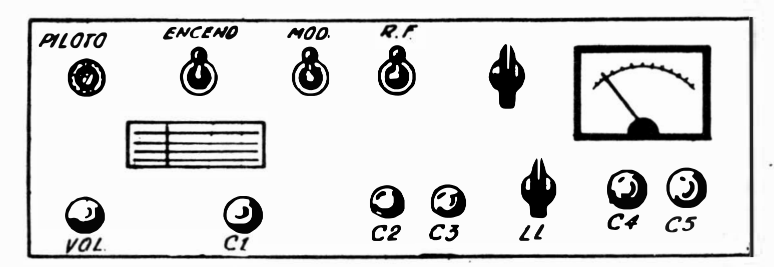


Fig. 129. — Disposición de los elementos en el chasis y en el panel frontal del transmisor de 60 W.

poder dibujar sobre ella los números correspondientes a las frecuencias de las cuatro bandas del transmisor.

Ajuste del equipo

No repetiremos todo el proceso de ajuste de un transmisor, porque es completamente similar al que se describió para los proyectos anteriores; solo destacaremos las particularidades de este equipo. Sabemos que primero se cierra únicamente la llave general, hasta probar el oscilador, la etapa dobladora, verificar la corriente de grilla de la 1625 y ajustar la neutralización, todo ello en la forma conocida por haberlo explicado detalladamente antes. Los retoques de C_2 y C_3 se hacen de la siguiente manera: primero se coloca el oscilador en la frecuencia deseada, mediante giro de C_1; luego se retoca primero C_2 y luego C_3 buscando máxima lectura de corriente de grilla de la 1625; un valor típico es 4 a 5 mA. Luego se arregla la **neutralización con** el mismo instrumento en grilla y **finalmente se** cierra la llave *LL* de la figura 124 **que da alta** tensión, retocando el tanque en la **forma** que ya hemos explicado.

Hemos hablado de poner el oscilador en la frecuencia deseada; ello implica tener un dial con las cuatro bandas calibradas en frecuencia. Para lograrlo se hace trabajar el oscilador y se arrima a su bobina o se toma de su circuito de placa señal para inyectarla a un receptor de dial calibrado; con ello se marcan las frecuencias en el dial y luego se pasan los números en tinta, con lo que tenemos ya lo que necesitábamos.

Operación con ondas tipo A_1

Para operar con señales telegráficas a portadora interrumpida se procedería en idéntica forma que en los equipos tratados en el capítulo anterior. Como la excitadora en la figura 124 tiene su cátodo a masa puede insertarse allí el jack de manipulación, derivado por un capacitor de 0,1 μF. Cuando se inserta el manipulador se interrumpe la portadora y cuando éste se oprime vuelve a restituirse, tal como ya se ha explicado. Mientras se opera en clase A_1 se

debe mantener cortada la alimentación anódica del modulador, o sea abierta la llave *LL* de la figura 118.

TRANSMISOR DE 100 WATT CON 6 BANDAS

El segundo proyecto de este capítulo puede considerarse un equipo más elaborado, que ya entra en la categoría de profesional en cuanto a su concepción; el diseño es similar al de los equipos de potencias mayores y la única diferen-

El oscilador de frecuencia variable

El circuito de esta sección podemos verlo en la figura 130 y consta de dos válvulas, un tándem triple, 12 bobinas y una llave selectora de 3 pisos y 6 contactos en cada piso. El tándem es de 2 secciones de 50 y una de 100 μμF; si hay dificultades en obtenerlo modificaremos uno que tenga mayor capacidad en cada sección hasta dejarle las cifras antes mencionadas. Los demás elementos son accesorios que se nominan en el texto, pero cabe mencionar en forma especial al dial, que en este caso tiene importancia por tra-

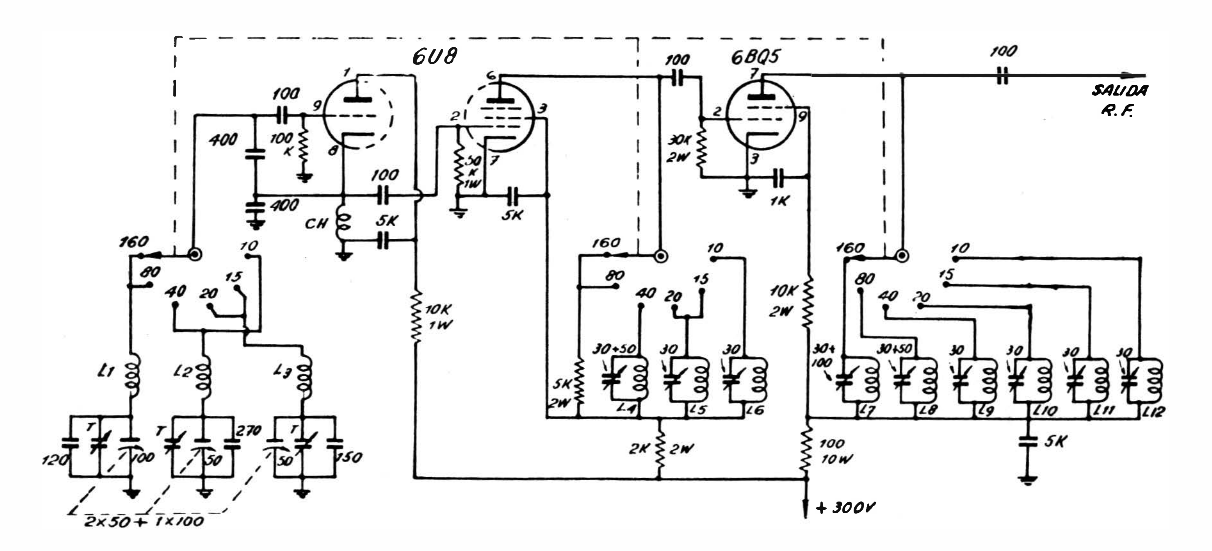


FIG. 130. — Esquema de conexiones de un oscilador de frecuencia variable de 6 bandas.

cia está en las válvulas finales tanto del modulador como de la sección de R. F.; quiere decir que si quisiéramos un equipo de, digamos 500 Watt, colocaríamos una etapa final con válvula 813, excitada por una 1625 y el modulador lo haríamos con cuatro válvulas 1625 en push-pull paralelo. Pero lo que queremos significar es que en los equipos de potencia alta se acostumbra realizar los proyectos con mucha similitud con el que ahora presentamos.

A este equipo hemos querido darle la máxima flexibilidad de uso, por lo que se ha previsto un O. F. V. de seis bandas del tipo profesional, muy similar a los empleados en los diseños industriales. Las bandas cubiertas son las de 160, 80, 40, 20, 15 y 10 metros. La potencia de salida es de 100 Watt, el modulador suministra 50 Watt y los detalles de sus secciones se verán inmediatamente.

tarse de 6 bandas; debe adquirirse en plaza un dial con escala en blanco, que tiene trazados los arcos del círculo en aberturas de 180°, y luego, con un ondámetro, grid-dip o un receptor calibrado procedemos a marcar las frecuencias en el dial.

Desde el punto de vista funcional, el circuito consta de una osciladora Clapp con sintonía en serie, acoplada como seguidor catódico a un pentodo de corte neto con carga anódica sintonizada; de éste pasamos a una amplificadora dobladora que nos da una señal de salida suficiente para excitar a una válvula final de potencia baja como una 6DQ6. Aclaramos esto último porque este O. F. V. puede ser armado para cualquiera de los equipos anteriores que se han descripto, y para el de 30 Watt no hace falta intercalar etapa excitadora.

El problema que sigue es el de las bobinas y

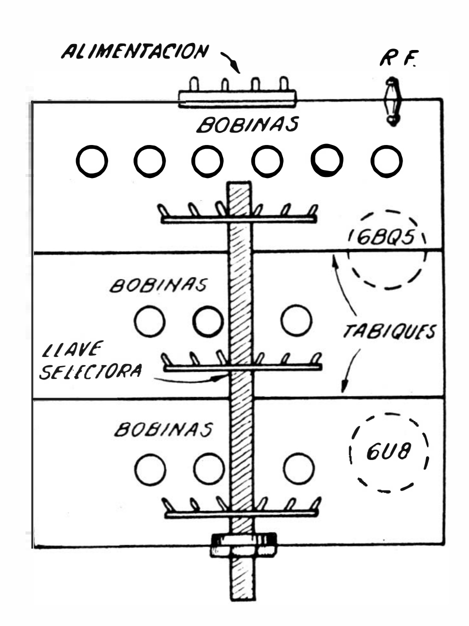


FIG. 131. — Disposición de los elementos en el chasis del O.F.V. de la figura 130.

para encarar su construcción damos la tabla adjunta con toda la información necesaria. Con esos datos el lector puede hacerlas, o comprar las bobinas Espiño pidiéndolas por su frecuencia, o encargarlas a algún taller de plaza. Luego, para instalarlas se recomienda montarlas directamente sobre la llave de cambio de bandas, colocando tabiques entre las tres secciones, dentro de un chasis que tenga la misma altura que esos tabiques; estos últimos tendrán agujeros para el paso del eje y los tornillos de la llave. La figura 131 da una buena idea de la forma de disponer las cosas en este O. F. V. y la figura 132 nos muestra el aspecto del conjunto terminado. Este conjunto se coloca sobre el chasis general de la sección de R. F. del transmisor. Cabe consignar que la llave selectora debe ser de eje largo, no menos de 5 a 6 cm para cada sección.

Las tres primeras bobinas no requieren ajuste pues en el tanque de grilla del oscilador hay trimers que permiten colocar en banda a cada bobina. Las restantes pueden requerir ajuste, lo que se hace con el oscilador en servicio, y comprobando si cubren bien la banda; en caso de que así no ocurra pueden retocarse en su longitud o quitando o agregando alguna espira. Para el ajuste se emplean los capacitores derivados sobre las bobinas marcadas desde L_4 hasta L_{11}; obsérvese que en todas ellas hay derivados trimers de 30 µµF y, además, en L_4 y L_8 se suman capacitores fijos de 50 µµF y en L_7 uno fijo

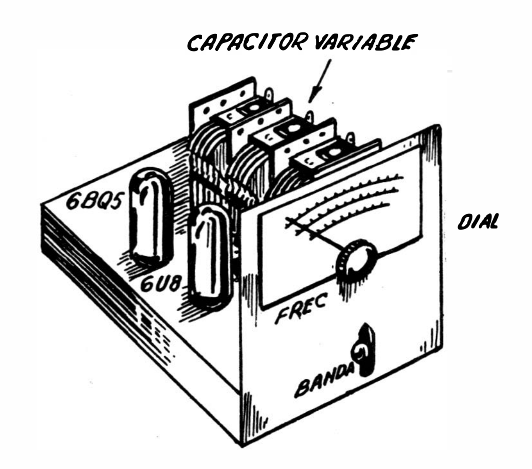


FIG. 132. — Vista del conjunto de elementos del O.F.V.

de 100 µµF. Es decir que se marcan en la figura 130 capacitores variables derivados en esas bobinas, pero en tres casos hay también capacitores fijos derivados sobre los trimers. Con todo ese juego de capacitores será fácil proceder al ajuste del O. F. V. y ponerlo bien en cada banda.

Se recomienda construir este O. F. V. haciendo todas las conexiones con alambre rígido y no con cables flexibles, para evitar desplazamientos de

Datos sobre las bobinas para el O. F. V.

	L_1 L_2 L_7	L_3 L_4 L_8	L_5 L_6 L_9	L_{10}	L_{11}	L_{12}
Frecuencia de resonancia (Mc/s)	1,8	3,5	7,0	14,0	21,0	28,0
Inductancia (µHy)	35	20	12,0	4,2	2,1	0,9
Diámetro forma (mm) ..	10	10	10	10	10	10
Largo bobinado (mm) ..	26	22	16	16	16	16
Cantidad espiras	100	80	45	22	15	10
Diámetro alambre (mm) .	0,25	0,25	0,25	0,5	0,8	0,8

frecuencia por movimientos en los cables; de ese modo se aprovechará la excelente estabilidad que brinda por el tipo de sintonía y el de acoplamiento por seguidor catódico.

Funcionamiento del O.F.V.

Desde que hay 6 posiciones en la llave selectora de bandas, veamos en cada una de ellas cómo trabajan las bobinas de cada etapa.

160 metros. En la primera sección trabaja la bobina L_1 que resuena directamente en 1,8 o sea 3,5 MHz, es decir que hemos doblado frecuencia. Y al pasar a la etapa final encontramos la bobina L_9 que resuena en 7 MHz es decir en 40 metros, lo que equivale a comprobar que hemos vuelto a doblar frecuencia. Entonces, para 40 metros estamos cuadruplicando frecuencia.

20 metros. La primera sección nos muestra la conexión de la bobina L_3 que resuena en 3,5 MHz, 80 metros, que será la frecuencia básica para esta banda. En la segunda sección doblamos frecuencia con la bobina L_5 que trabaja en 40 metros (7 MHz) y en la tercera sección volvemos a doblar frecuencia, o sea que L_{10} tra-

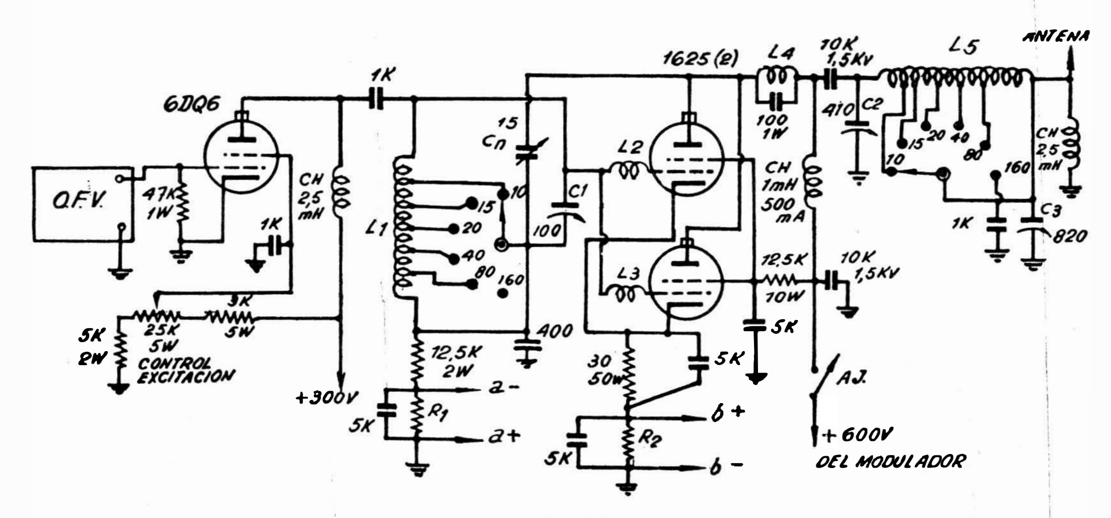


FIG. 133. — Circuito de la sección de R.F. del transmisor de 100 Watt con 6 bandas.

MHz. En la segunda sección hay una carga anódica resistiva, ya que no necesitamos cambiar la frecuencia, y en la tercera sección, placa de la 6BQ5, tenemos la bobina L_7 que resuena también en 1,8 MHz. Para el ajuste se retocan los trimers hasta que el total de la banda quede en el centro de la escala de 160 metros en el dial, con ayuda de un receptor de comunicaciones cuyo dial esté bien calibrado en frecuencias.

80 metros. En la primera sección trabaja la misma bobina L_1, quiere decir que generamos una señal de 1,8 MHz, frecuencia que mantenemos en la segunda etapa por quedar conectada la carga resistiva en la placa del pentodo de la 6U8. En la etapa final doblamos frecuencia y entonces L_8 es una bobina para 3,5 MHz. Centramos la banda en el dial con el mismo procedimiento antes indicado.

40 metros. En la primera sección cambiamos de bobina, usando L_2, que es igual a L_1 pero se ha cambiado de sección del tándem. Al pasar a la segunda etapa encontramos que ahora trabaja L_4 que resuena en la banda de 80 metros baja en 14 MHz (20 metros). También en este caso hemos cuadruplicado la frecuencia básica generada.

15 metros. La primera sección trabaja con la misma bobina L_3 y la misma sección del tándem que para la banda anterior. Lo mismo ocurre en la segunda sección, donde se conecta la bobina L_5. Pero al pasar a la sección tercera encontramos que la bobina L_{11} trabaja en 21 MHz, o sea que con respecto a la segunda sección que trabaja en 7 MHz estamos triplicando frecuencia, cosa perfectamente factible con válvulas de reflector electrónico, que son ricas en armónicas. Luego en esta banda doblamos frecuencia en la segunda etapa y triplicamos frecuencia en la frecuencia en la tercera.

10 metros. Para esta banda comenzamos con L_2 en la primera sección, o sea en 1,8 MHz (160 metros), donde el rendimiento del oscilador es máximo. Al pasar a la segunda sección vemos la bobina L_6 que trabaja en 7,0 MHz, o sea que hemos cuadruplicado frecuencia. Y la tercera sección nos muestra la bobina L_{12} que por reso-

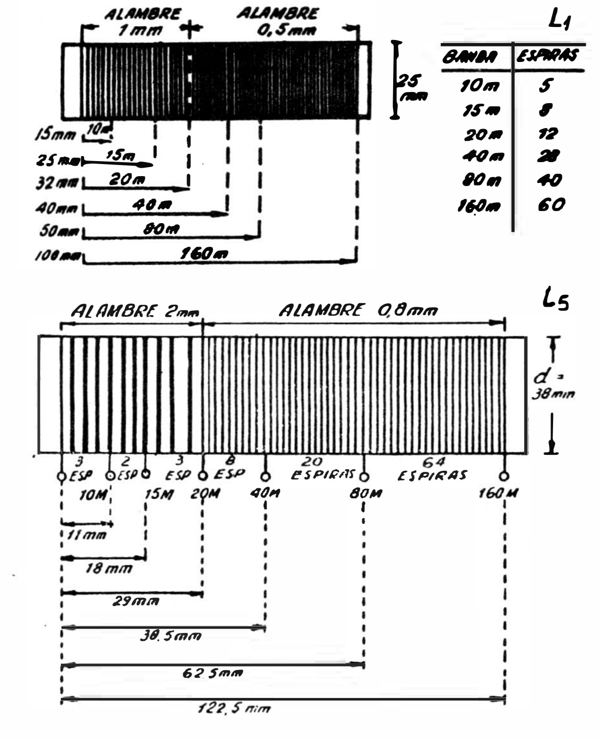


Fig. 134. – Detalles constructivos de los tanques del excitador L_1 y de salida L_5 para el transmisor de 100 Watt.

nar en 28 MHz nos produce otra vez un cuadruplicado de frecuencia. Parecería que con dos cuadruplicados el rendimiento se verá muy afectado, y algo de eso es cierto, pero por ese motivo hemos comenzado con la señal más fuerte del oscilador. En la práctica todos los osciladores de frecuencia variable acusan una reducción de salida en la banda de 10 metros, pero en ella se utilizan siempre potencias menores, de modo que no habrá inconvenientes.

Para todas las bandas son válidas las consideraciones acerca de la manera de hacer el centrado de banda en dial que indicamos al principio de las explicaciones. Si no se dispusiera de un buen receptor de comunicaciones, cosa poco probable cuando un aficionado se decide a armar un O. F. V., pero que puede ocurrir, también puede fijarse la banda con ayuda de un generador de señales y actuar por batido nulo, mezclando las señales del generador y del O. F. V.; cuando las dos señales coinciden en frecuencia, si están inyectadas en cualquier medidor acusan una salida nula. Por supuesto que hay que graduar las salidas para que tengan el mismo nivel en los dos aparatos.

La sección de radiofrecuencia

Para lograr la potencia de 100 Watt que es el máximo permitido en la categoría intermedia, necesitamos dos válvulas tipo 1625 en paralelo, o sus iguales con 6,3 V en filamento, las 807. Para excitarlas convenientemente no alcanza la salida del O.F.V. que hemos descripto, por lo que se dispone una etapa excitadora con una 6DQ6 con tanque resonante en las grillas finales. La neutralización en este caso se hace por capacidad ajustable C_n. Como la excitación que suministra la 6DQ6 puede ser excesiva, se coloca un control de excitación que gradúa la tensión de pantalla en esa válvula (ver figura 133).

Los elementos que integran el circuito nos son conocidos, por ser muy similares a los de los casos anteriores. El choque de placa de las 1625 se describió en la figura 125. El tanque de salida lo podemos ver en la figura 134. Las conexiones para la conexión del miliamperímetro indicador de corrientes, tanto de grilla como de cátodo de la etapa final, son idénticas a las de la figura 128, solo que en este caso para grilla la escala se lleva a 20 mA y para cátodo a 250 mA; siem-

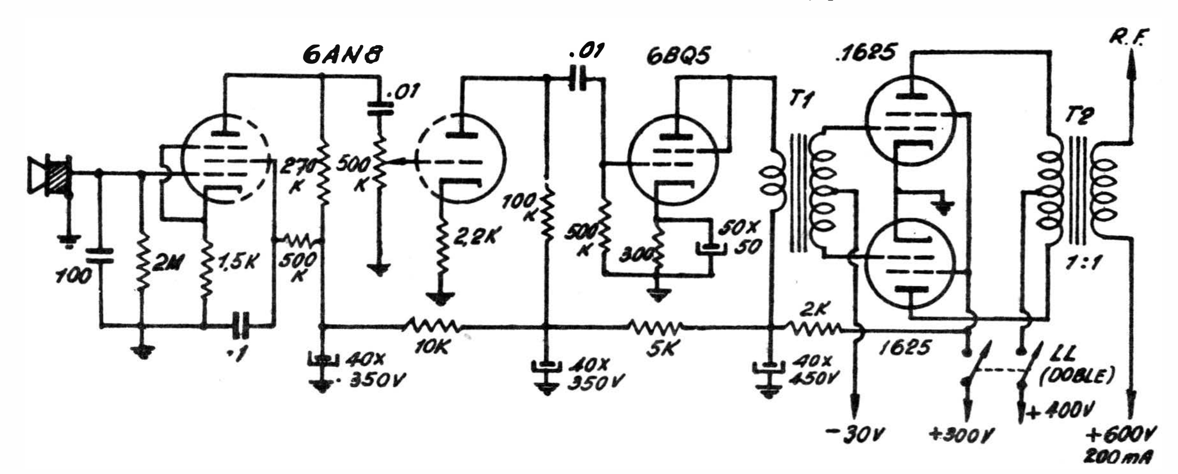


Fig. 135. — Circuito del modulador para el transmisor de 100 Watt.

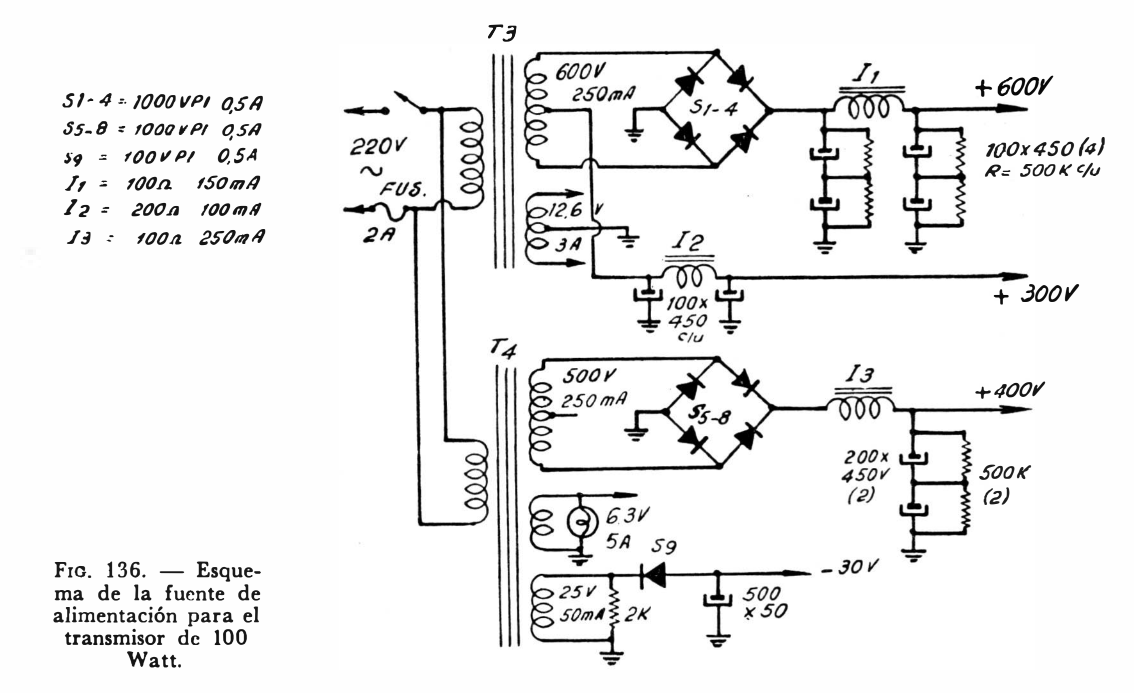


FIG. 136. — Esquema de la fuente de alimentación para el transmisor de 100 Watt.

pre se usa un instrumento de un miliamper con el agregado de los shunts, en la forma que ya se ha explicado repetidas veces.

Falta describir la bobina L_1 del tanque de grillas finales. La podemos ver en la figura 134, con toda la información para hacerla sobre una forma de 25 mm de diámetro. Las bobinitas de grilla marcadas como L_2 y L_3 y la supresora de armónicas. L_4 fueron descriptas para L_3 de la figura 110 y se hacen como L_4 de la figura 125

El modulador

Para modular al 100 % a un emisor con 100 Watt de entrada a la etapa final de R. F. hacen falta 50 Watt de audio, y eso se puede conseguir de diversas maneras. Con válvulas 6L6, EL34, 1625, etc., se obtiene tal potencia. Hemos optado por las 1625 para usar elementos fabricados especialmente para transmisión, sin que haya otras razones particulares, si bien cabe mencionar que en la actualidad son más económicas las que elegimos que las otras.

El circuito del modulador es muy simple y puede verse en la figura 135. Ahorramos válvulas recurriendo a un triodo-pentodo 6AN8 y de ella pasamos a una 6BQ5 conectada como triodo. Luego, mediante un transformador T_1 excitamos a la etapa simétrica final. Este transformador se pide en plaza como *de entrada para clase B* y es típico en equipos de audio. La polarización de grilla debe ser rigurosamente constante, y en este circuito ello no se consigue con polarización catódica, por lo que necesitamos 30 Volt de continua que nos suministra la fuente en la forma como veremos.

El transformador de salida T_2 es también el de modulación; su relación de impedancias la obtenemos de esta manera: la carga de las 1625 es de 3.600 Ohm de placa a placa. La etapa fina lde R. F. lleva 600 V a 170 mA a plena señal, de modo que eso equivale a cargar 3.600 Ohm. Luego ese transformador debe tener relación 1:1 y soportar las corrientes dadas, primaria de 250 mA y secundaria de 200 mA.

La fuente de alimentación

Cuando las potencias empiezan a crecer ya no conviene concentrar toda la alimentación en un solo transformador, porque su tamaño aumenta considerablemente. Es común usar por lo menos dos unidades, tal como lo muestra la figura 136. Uno de los transformadores da 600 Volt y se le aplica un puente rectificador de doble tensión. Con la salida alta se alimenta únicamente la etapa final de R. F. y con la salida baja, 300 V, se alimenta el excitador, el O. F. V. y todo el modulador, excepto las placas de las 1625 finales. El bobinado de 12,6 V sirve para todas las 1625. El otro transformador da 500 Volt y mediante un filtro a inductancia de entrada nos entrega los 400 Volt para las placas de las 1625 del modulador. Se hace así, porque el consumo de la etapa final del modulador es variable, por tratarse de un amplificador en clase AB_2, con

corriente de grilla, y entonces necesitamos mejorar la constancia de tensión de la fuente. También esa circunstancia nos obligó a usar un inversor de fase a transformador en el modulador.

Completando la fuente, encontramos un bobinado de 6,3 Volt para los filamentos de todas las válvulas, excepto las 1625; otro bobinado de 25 Volt, y, mediante un rectificador de media onda con el diodo al revés de lo convencional (ver figura 108), obtenemos la tensión de —30 V para las grillas de las 1625 en el modulador. Los datos de los silicones se dan en el esquema de la figura 136, así como los de los demás componentes de la fuente.

Disposición constructiva

Se emplean dos chasis, uno para la fuente y otro para el resto del transmisor, tal como lo

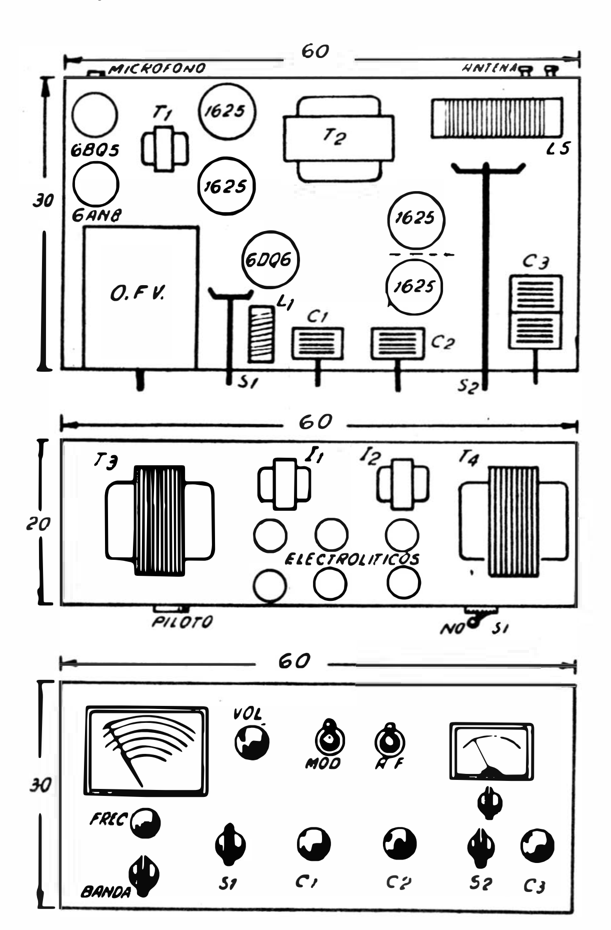


FIG. 137. — Disposición constructiva de los chasis y del panel frontal del transmisor de 100 Watt.

muestra la figura 137. El O.F.V. va en un pequeño chasis aparte, tal como se vio en la figura 132, de modo que en el chasis del transmisor habrá que hacer un calado rectangular para darle cabida. Hablar de la manera de ubicar los elementos sería repetir lo que se ha explicado en los esquemas anteriores. Lo único que destaca la figura 137 es que en este caso la distribución se hace en dos chasis en vez de uno, para evitar un tamaño exagerado.

En el panel vemos los siguientes controles: el cambio de bandas y la perilla de sintonía del O. F. V., tal como estaban en la figura 132. Arriba, la perilla del control de volumen, la llave de encendido del modulador, que es un doble interruptor, pues se corta tanto la tensión de placas del mismo cuanto la de alimentación de las etapas previas, según se ve en la figura 135; sigue la llave de placas de las 1625, llamada R. F. Abajo tenemos la llave selectora S_1 y el capacitor C_1 del tanque de la excitadora 6DQ6, luego los controles del tanque final, o sea la selectora S_2 y los capacitores C_2 y C_3. Debajo del instrumento tenemos la pequeña selectora que cambia lecturas en grilla por las de placa. Los diales del O. F. V. y del instrumento y la lámpara piloto completan el panel frontal.

En las plantas de los chasis hemos identificado los transformadores, las impedancias y los electrolíticos en el de la fuente, y todos los elementos restantes del transmisor en el chasis superior. Como siempre, los bornes de antena y el conector del micrófono se encuentran en la parte posterior del chasis principal. El panel frontal de la figura 137 no incluye la parte inferior, de la fuente, por ser esa sección muy simple.

Ajuste del equipo

Este es un tema que podríamos haber ahorrado, porque nada hay que agregar a lo que se ha dicho otras veces para el ajuste de los transmisores. El O. F. V. de este equipo ya ha ocupado nuestra atención. La corriente normal de grillas finales de R. F. es de 8 a 10 mA y la de placas se ajusta a unos 170 a 180 mA para que rinda la potencia pedida. Si se alcanza la cifra de 200 mA, cosa perfectamente factible con las válvulas empleadas, tendremos una potencia de 120 Watt, que excede lo permitido para la categoría intermedia, pero puede ser usada en las dos categorías superiores.

Día 8

Ya sabemos cómo funciona y cómo se construye un transmisor y seguramente algunos lectores estarán encarando la realización de alguno de los modelos explicados; les pedimos que no se apuren, porque es conveniente leer todo el libro antes de llevar a la práctica los proyectos expuestos. Además, suponiendo que terminan un emisor, el problema se presenta cuando quieren establecer una comunicación: hace falta también un receptor, pues con el aparato familiar de radio no podrán escuchar muchos aficionados que digamos. La frase precedente nos coloca frente al tema de la presente jornada; hay que describir y proyectar el receptor del aficionado, el cual presenta muchas diferencias con los aparatos comunes. No se piense que se utilizan receptores que funcionan con distinto principio, pues son superheterodinos en su inmensa mayoría, pero téngase presente que hay que captar señales de emisores de potencias mucho menores que las de radiodifusoras comerciales y que las bandas de aficionados están congestionadas; esas dos características establecen las primeras diferencias y hay muchas otras que serán destacadas en el presente capítulo. Hay aficionados que construyen sus transmisores pero compran hecho el receptor; en este libro debemos suponer que eso no ocurre y presentar proyectos de todos los equipos, porque entendemos que el mayor orgullo del amateur *es mostrar sus equipos de construcción propia. Cumpliendo con tal premisa, abordaremos el tema propuesto.*

EL RECEPTOR DEL AFICIONADO

Desde el año 1935 en el cual el mayor Armstrong presentó en los EE. UU. el receptor superheterodino, todas las tendencias en la materia han sido dedicadas a mejorarlo, pues no ha surgido otro principio mejor para hacer recepción de señales radioeléctricas. Es interesante destacar que en el siglo de la electrónica una idea haya sido tan brillante que después de más de treinta años no se ha logrado superarla; pero también debe decirse que desde entonces no se ha interrumpido la serie de mejoras, al punto que del primitivo superheterodino solo queda el principio básico original.

En tren de mencionar algunas de esas mejoras, podemos citar los filtros en la F. I. para aumentar la selectividad, los supresores de ruidos en el detector, la doble y triple conversión, etc. Además, en el receptor para el aficionado se incorporan dispositivos auxiliares para escuchar ondas continuas tipo A_1, conmutadores para escuchar con auriculares, y otros. En las páginas que siguen se describirán todos los que se emplean generalmente en este tipo de receptores, justificando en cada caso su inclusión.

El superheterodino

Hemos dicho al comienzo de este libro que suponemos que los lectores tienen conocimiento sobre radio, los que son necesarios para dedicarse a la transmisión; pero al encarar cada tema hicimos una breve revisión de los conocimientos previos, cosa que haremos también en este caso.

El principio de funcionamiento del receptor superheterodino es simple y está ilustrado gráficamente en la figura 140. Hay dos señales en juego, una captada por la antena, con frecuencia F_1 y otra producida por el oscilador local, dentro del receptor, con frecuencia F_2. Los comandos de sintonía, generalmente un capacitor variable de dos secciones, están programados de tal manera que el oscilador produce una señal cuya frecuencia es siempre mayor que la de la

señal captada en **una cantidad fija**, que se llama frecuencia intermedia F. I. En consecuencia, si mezclamos las dos señales, se produce lo que se llama ***batido*** y resulta una nueva señal cuya frecuencia es esa F. I., diferencia entre las dos que teníamos: F. I. $= F_2 - F_1$. A partir de esa mezcla podemos amplificar la señal de F. I. cuanto se quiera, porque no necesitamos sintonizarla, ya que es un valor fijo; se pueden utilizar acoplamientos entre etapas con transformadores a doble sintonía cuya ganancia y selectividad son grandes, sin otra precaución que ajustarlos para que todas sus secciones resonantes estén sintonizadas a la misma frecuencia. Y ésa es la ventaja fundamental del superheterodino.

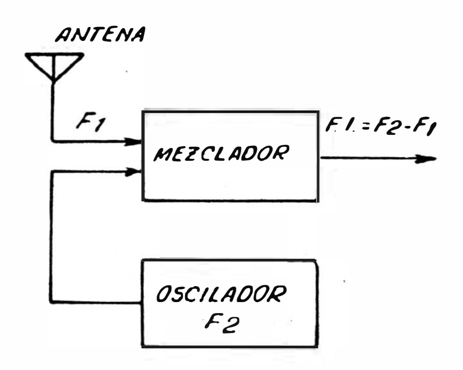


FIG. 140. — Principio del superheterodino.

En los receptores comunes tipo familiar la válvula osciladora y la mezcladora se juntan en una sola que se llama *conversora*, pero en los circuitos para aficionados es común utilizar válvulas separadas, por razones que iremos viendo a medida que desarrollemos el tema. Fuera de la sección conversora de frecuencia, conjunto del mezclador y el oscilador local, tenemos el amplificador de F. I. y luego el detector, que es un simple rectificador para obtener la señal de audio o envolvente de modulación; luego sigue un amplificador de audio que termina en un parlante o en los auriculares. Como se ve, las diferencias que pueden existir entre los receptores para aficionados y los familiares están en las secciones de alta frecuencia únicamente.

Sensibilidad y selectividad

Las cualidades de un receptor se miden por dos factores fundamentales: la sensibilidad y la selectividad. La sensibilidad determina la cualidad del receptor para captar una señal, someterla a todo el proceso y entregarla al reproductor acústico limpia de ruidos y con potencia suficiente para escucharla bien. Como la medida de algo debe darse siempre en números se han fijado varios sistemas para medir la sensibilidad de un receptor.

Un primer sistema fija una potencia de audio en parlante y determina la intensidad de la señal que se necesita captar para dar esa salida. Primitivamente se fijó una potencia de salida de 50 miliwatt y se daba la intensidad de la señal captada en microvolt por metro; se decía entonces que un receptor tenía una sensibilidad de 10 microvolt, por ejemplo, cuando una señal de esa intensidad era captada y el receptor entregaba en parlante 50 miliwatt de potencia. Posteriormente se elevó la cifra de potencia a 500 miliwatt, con lo que la sensibilidad del receptor se mide por la intensidad de la señal captada por la antena que produzca en el parlante una salida de 500 miliwatt.

Conceptos más modernos han introducido otro sistema para medir la sensibilidad, haciendo intervenir al ruido además del sonido. Entonces se mide en parlante la salida de audio y la de ruido, se las relaciona entre sí y se determina el nivel útil, fijando esa relación en 10 decibeles. Luego la sensibilidad del receptor será la cifra de milivolt a la entrada para dar una relación señal-ruido de 10 dB.

Pasemos ahora a la selectividad. Sabemos que la curva de ganancia de los circuitos sintonizados tiene la forma que ilustra la figura 141. El circuito se sintoniza a una frecuencia *F* y la ganancia cae si aumentamos o disminuimos *F*. Esa curva puede ser la de una sola etapa o la de toda la sección de R. F. del receptor. Bien, supongamos

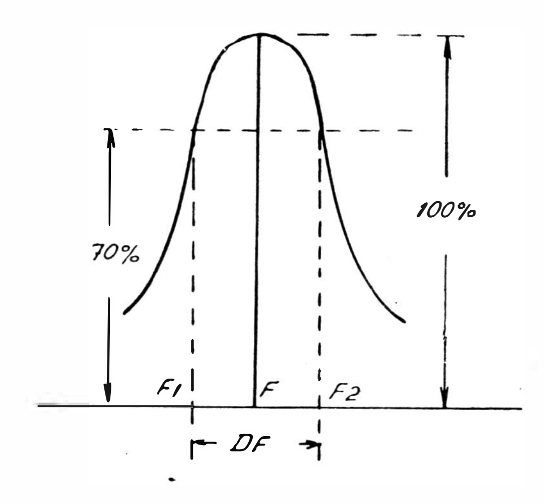


FIG. 141. — Expresión gráfica de la medida de la selectividad de un receptor.

que desintonizamos el receptor hasta que la ganancia caiga un 30 %, o sea que en vez de tenerse una ganancia de 100 unidades pasamos a otra de 70 unidades o 70 %; para eso hemos bajado o subido la frecuencia hasta los valores F_1 o F_2; luego, entre estas dos frecuencias hay un intervalo *DF* que precisamente es la medida de la selectividad del receptor. Por ejemplo, se dice que un receptor tiene una selectividad de 5 Kc/s si desintonizando hacia arriba o hacia abajo la ganancia cae al 70 % cuando nos apartamos 2,5 Kc/s de la frecuencia central, según lo ilustra la figura 141.

Definidos los dos factores de calidad de un superheterodino, veamos cuáles son los recursos para lograr los mejores resultados. Buscamos de aumentar la sensibilidad para poder captar señales débiles que llegan a la antena y buscamos de mejorar la selectividad o sea estrechar la curva pasante, para separar esa señal débil de otras próximas en frecuencia. En general, para aumentar la sensibilidad deben usarse etapas de mayor amplificación, mayor número de etapas amplificadoras, circuitos sintonizados de alta calidad (alto *Q*) y elegir cifras de F. I. de valores bajos, porque la ganancia de las etapas es mayor a frecuencias bajas. Para mejorar la selectividad deben usarse circuitos de alto *Q* y valores bajos de F. I.

Frecuencia imagen

Hemos dicho que conviene usar valores bajos para la F. I., pero veamos si ello no trae algún inconveniente. La señal de batido que resulta de la mezcla (figura 140) es la diferencia entre la señal de antena y la del oscilador local, y generalmente la del oscilador es la mayor; pero puede ser la menor y también el superheterodino funciona, basta con que esa diferencia sea constante y que el amplificador de F. I. esté sintonizado a esa frecuencia F. I.

Supongamos que hemos hecho un receptor con un F. I. de 100 Kc/s y que estamos sintonizando en nuestro receptor la banda de 20 metros, o sea la que abarca desde 14 Mc/s hasta 14,35 Mc/s. El dial para esa banda se ve en la figura 142. Si sintonizamos una señal de 14.050 Kc/s, el oscilador local estará trabajando en 14.150 Kc/s, cosa que marcamos en el dial en forma simbólica, ya que esa señal no se escucha. Pero si hay en antena una señal de 14.250 Kc/s ella se mezclará con la señal del oscilador local, funcionando con este último como frecuencia menor; el resultado de la mezcla dará una señal de 100 Kc/s, o sea la F. I. y la segunda señal de antena será escuchada en parlante, en franca interferencia con la que habíamos sintonizado. Obsérvese que la segunda señal la hemos marcado en el dial, y pese a que la aguja está indi-

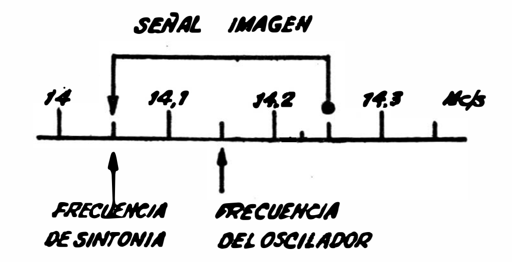


Fig. 142. — Interpretación del fenómeno de señal imagen.

cando la sintonía en 14.050 Kc/s, estamos escuchando también una señal de 14.250 Kc/s, la cual se llama *señal imagen* y su frecuencia, *frecuencia imagen*. Es obvio que en cualquier lugar del dial se puede producir el fenómeno de interferencia por señal imagen debido a que siendo tan baja la F. I. la señal imagen queda cerca de la principal.

¿Cómo se evita la señal imagen? Miremos la figura 142; si usamos una F. I. que es igual al doble del ancho máximo de la banda, la imagen caerá fuera de banda y nunca habrá interferencias de este tipo. Para el caso de la banda de 20 metros, el ancho es 350 Kc/s, luego la F. I. debería ser de 700 Kc/s. Pero entonces perdemos la cualidad de mejor sensibilidad y mejor selectividad. La solución es hacer que la señal

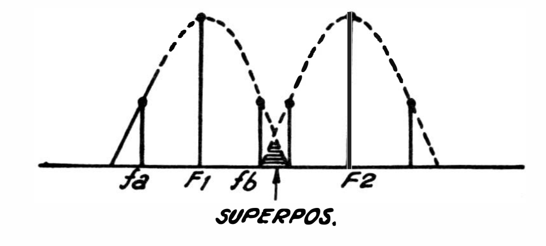


Fig. 143. — Forma cómo se produce la modulación cruzada.

imagen no llegue hasta el mezclador, para lo cual debe aumentarse la ganancia de las etapas previas.

Intermodulación

Veamos si la solución recién propuesta es completamente viable, para eliminar la señal imagen.

La figura 143 nos muestra la amplificación, en el receptor, de dos señales de frecuencias próximas. Cada una tiene la frecuencia central de sintonía o sea de la portadora, que son F_1 y F_2 para ambas señales, y cada señal tiene sus dos bandas laterales, que son las ondas de audio superpuestas, y que aparecen como señales cuyas frecuencias se apartan de la portadora a ambos lados. Para F_1 las bandas laterales son f_a y f_b, y para la otra se han marcado sin ponerles letras. Hay una zona de superposición de las curvas de selectividad dentro de la cual tendremos bandas laterales de ambas portadoras y en esa zona la banda lateral de una señal modulará a la banda lateral de la otra; este fenómeno se llama *intermodulación* y su efecto es muy molesto en la recepción porque deforma el sonido de manera apreciable.

Para reducir o eliminar la intermodulación debería mejorarse la selectividad del receptor, para estrechar las curvas pasantes, o reducir la ganancia para bajar la altura de la zona de superposición en la figura 143. Quiere decir que el aumento de ganancia de las etapas previas a la mezcladora para eliminar la señal imagen puede producir intermodulación, porque las etapas amplificadoras de R. F. producen ganancia pero no mejoran mucho la selectividad. Hay, entonces, que buscar otras soluciones.

La doble conversión

El principio superheterodino produce una alta selectividad, luego, podemos usarlo repetido y tendremos la solución que buscamos para los dos defectos antes mencionados. La figura 144 nos

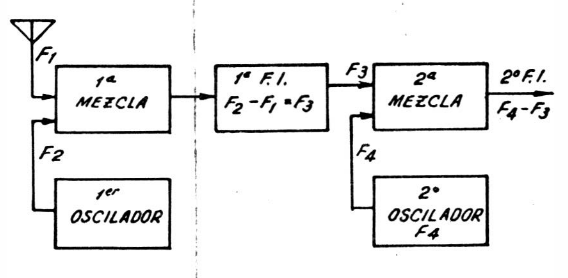


FIG. 144. — Principio de funcionamiento del superheterodino a doble conversión.

muestra en forma esquemática el principio del superheterodino a doble conversión. Consiste en obtener por batido entre la señal de antena y la de un primer oscilador local una F. I. de valor alto, que elimina la señal imagen, y luego con esa F. I. y la señal de un segundo oscilador local hacemos otro batido para obtener una segunda F. I. de valor bajo, que nos dará alta sensibilidad y buena selectividad. La sintonía a capacitor variable se hace únicamente en la primera conversión, para elegir una señal de antena; a partir de allí todas las demás sintonías son a frecuencias fijas, por lo que se ajustan una sola vez los circuitos sintonizados y no se tocan más. Inclusive, el segundo oscilador local puede ser a cristal, lo que da ventajas de estabilidad de frecuencia. Así tenemos el superheterodino a doble conversión, de tanto prestigio en la actualidad.

Con los mismos principios puede diseñarse un receptor a triple conversión, lo que permite ir mejorando en tres pasos los defectos del superheterodino común, pero para los aficionados modestos que son la mayoría, ese refinamiento resulta costoso y las ventajas no muy apreciables. Nos quedaremos pues con la doble conversión, la que será aplicada al proyecto de nuestro receptor modelo. Veamos ahora otras mejoras que pueden hacerse en el receptor clásico para obtener resultados satisfactorios.

Filtros de F.I.

La mejora de la selectividad en las etapas de F. I. se logra aumentando la calidad del circuito sintonizado, pero para evitar la interferencia de señales muy próximas y sacar limpia la señal elegida, cosa que se llama *recepción monoseñal*, hay que acudir a elementos de curva pasante más aguda. Los cristales de cuarzo que conocimos en los osciladores son elementos de muy alto Q, mayor que los que tienen los conjuntos LC comunes.

Veamos por ejemplo lo que ocurre si en la curva de selectividad de una etapa de F. I. como la que muestra la figura 145 colocamos dos elementos de alto Q cuyas frecuencias de resonancia se aparten en 1 Kc/s de la F. I. Uno de los cristales está tallado para una frecuencia (F — 1 Kc) y el otro para (F + 1 Kc) siendo F el valor central de la F. I. Los cristales producen una escotadura en la curva y solo pasarán las señales que quedan dentro de la zona rayada. Las bandas laterales posibles tienen una frecuencia máxima de 1.000 c/s lo que quiere decir que la audición carecería de tonos agudos, pero estaría bastante libre de interferencias. Tal vez no se necesite limitar tanto el ancho de la curva pasante y en la práctica esa limitación se fija entre 1.500 y 2.000 c/s.

Para hacer un filtro a cristal para la F. I. se recurre a circuitos como el que vemos en la fi-

gura 146. Hay allí una etapa amplificadora de F. I. que trabaja en una frecuencia alta, como es corriente en receptores de doble conversión; digamos unos 3,7 Mc/s. Los cristales pueden

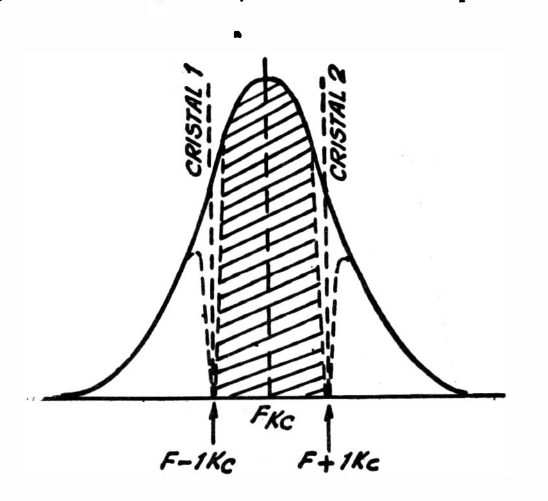


FIG. 145. — Acción de los filtros a cristal en la F.I.

hacerse para dos frecuencias próximas, una de las cuales puede coincidir con la F. I. con lo cual suprimimos una banda lateral, cosa que no presenta ningún inconveniente. Pongamos entonces un cristal en 3.700 y otro en 3.702 Kc/s y tendremos una banda pasante de 2.000 c/s, una sola banda lateral. Esto es un anticipo a los sistemas de *banda lateral única*, de la que nos ocuparemos más adelante.

Los valores dados en el circuito de la figura 146 son típicos para las cifras de frecuencia dadas, y la bobina *L* se dimensionará para la frecuencia central, tal como se hace habitualmente.

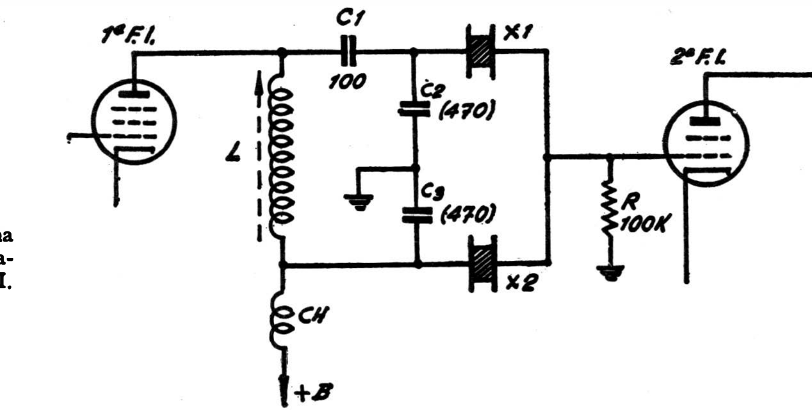


FIG. 146. — Forma de aplicar los cristales de filtro en la F.I.

Filtros de ruidos

Los ruidos en la recepción tienen orígenes variados. Hay ruidos *estáticos*, así llamados los que provienen de la atmósfera por superposición sobre las ondas de radio de los fenómenos electrostáticos siempre presentes en ella. Hay ruidos producidos por el chisporroteo de los circuitos eléctricos con interrupción o conmutación. Las chispas de interruptores y colectores de máquinas eléctricas producen corrientes de alta frecuencia que viajan por las líneas de canalización y entran en el receptor; esos impulsos de R. F. producen batidos con la señal útil y resultan señales de audio con apariencia de rasguidos, tableteos, soplidos, etc.

El problema de la supresión de ruidos es muy complejo, y en general da buenos resultados el aumentar la selectividad del receptor, pero quedan muchos ruidos no eliminables. Los ruidos cuya amplitud no superan a la de la señal no son tan molestos como los que la superan, por lo que los supresores de ruidos trabajan eliminando las crestas abruptas de la señal, ya que ellas son producto de ruidos interferentes.

Hay muchos dispositivos que eliminan esas crestas abruptas, mediante recortado de la señal, pero los más simples son los que emplean diodos aplicados en el detector del receptor. Su efecto no es absoluto, pero se logra una apreciable reducción de los ruidos de muy alto nivel, haciendo la recepción si no limpia, por lo menos aceptable.

El principio del limitador a diodo consiste en colocar a la salida del detector un dispositivo que se vuelve conductor en cuantó el nivel de la señal supera el valor normal de la portadora, y entonces absorbe en ese instante toda la señal,

incluido el ruido. Esas interrupciones brevísimas de la señal no molestan la audición precisamente por su muy corta duración.

Pueden diseñarse limitadores a diodo en serie o en paralelo. La figura 147 nos muestra un montaje paralelo, en el cual los diodos quedan polarizados por el potencial de contacto, polarización que mantienen en una cifra de más o menos 0,5 V los capacitores de 1 K. Una señal de polaridad negativa que supere esa cifra será cortocircuitada por el diodo superior y una positiva mayor de 0,5 V será cortocircuitada por el diodo inferior. Así, solamente llegarán al amplificador de audio las señales menores que 0,5 V. Todo el problema consiste en ajustar la ganancia general del receptor mediante el control

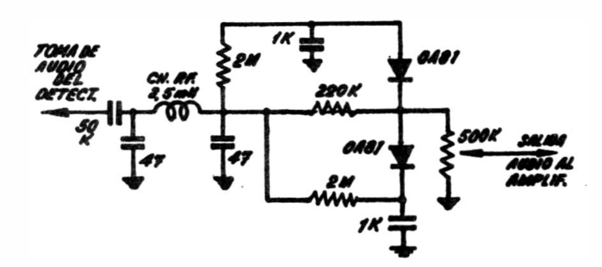


Fig. 147. — Esquema de un supresor de ruidos a diado derivado.

de ganancia, manual o automático, para que la señal útil no supere la cifra limitadora. A la entrada hay un filtro pasabajos para eliminar ruidos de frecuencias menores que la F. I.

Indicadores de señal

A todo aficionado le gusta disponer de un instrumento que le indique la intensidad de la señal captada en cifras, si bien éstas tienen siempre un carácter comparativo. El oído nos dice si una señal es fuerte o débil, pero un instrumento nos da un número para catalogar a esa señal. Al mismo tiempo un indicador de nivel de señal sirve para marcar el punto de sintonía correcta, pues es el punto donde el indicador acusa cifra máxima.

Sabemos que los circuitos sintonizados acusan máxima impedancia en resonancia con la frecuencia de la señal, de modo que si insertamos un miliamperímetro en el circuito de placa de una etapa amplificadora, la corriente bajará cuando la sintonía es correcta, pero bajará tanto más cuanto más intensa sea la señal. La figura 148 nos muestra la conexión de un miliamperímetro de 1 mA en el circuito de placa de una

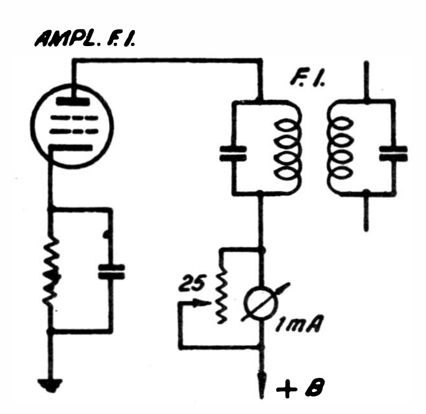


Fig. 148. — Una forma de colocar un indicador de nivel de señal de lectura inversa.

amplificadora de F. I. con un potenciómetro shunt para regular la amplitud de marcación. El inconveniente de este sistema indicador es que las lecturas son inversas, o sea que a señales mayores corresponden lecturas menores y viceversa. El inconveniente es de índole psicológico, pero a muchos aficionados les resulta molesto.

Un sistema de indicador de nivel de señal de lectura directa se muestra en la figura 149. Consiste en dividir el resistor de cátodo de la amplificadora de potencia de salida en dos secciones, de todo modo que la suma de R_1 y R_2 den el valor total que va allí, pero sus valores se prueban como para obtener la misma tensión que hay en el resistor R del cátodo de la amplificadora de F. I. Entre esos puntos se coloca el miliamperímetro de 1 mA con un shunt ajustable. Para poner a punto el sistema se debe lograr que la lectura sea cero sin señal de entrada (ajustando la proporción de R_1 y R_2) y que la máxima señal dé lectura total, lo que se logra con el potenciómetro de 1,5 K.

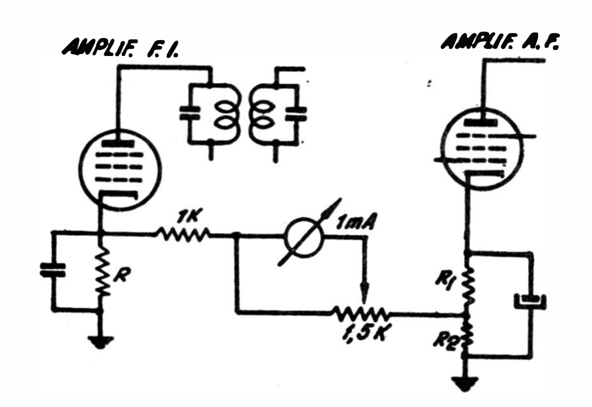


Fig. 149. — Esquema para conectar un indicador de nivel de señal de lectura directa.

Cabe señalar que el nivel de señal suele designarse entre los aficionados con una letra *S* la cual se la hace variar entre 0 y 9. Luego, es fácil imaginar que la escala de nuestro instrumento de 1 mA podemos hacerla valer como escala directa de *S* si ajustamos el potenciómetro de modo que la señal más fuerte nos indique 0,9 y entonces las lecturas las hacemos directamente prescindiendo del cero.

Osciladores de batido

Para escuchar con un receptor superheterodino señales de onda continua, o sea ondas telegráficas tipo A_1, tenemos que admitir que ello será imposible sin dispositivos especiales, ya que esas ondas no tienen modulación y después del detector, donde se elimina la portadora, no nos quedará nada, puesto que no hay señal de audio.

El problema se soluciona si mezcalmos a la portadora una señal producida por un oscilador local, cuya frecuencia difiera de la de ella en una cifra que represente un tono audible. Como en la F. I. todas las portadoras captadas tienen la misma frecuencia no hay ningún problema, ya que el oscilador local aludido producirá una frecuencia también fija. El tono audible preferido es de alrededor de 1.000 c/s, luego si la F. I. fuera de, digamos, 100 Kc/s, el oscilador debería producir 101 Kc/s. Mezclamos las dos señales y por batido se produce una señal de audio de 1 Kc/s, o sea 1.000 c/s. Por eso el oscilador para esa misión se llama *de batido*.

La figura 150 nos muestra un oscilador de batido con una válvula triodo *V*, del tipo Hartley,

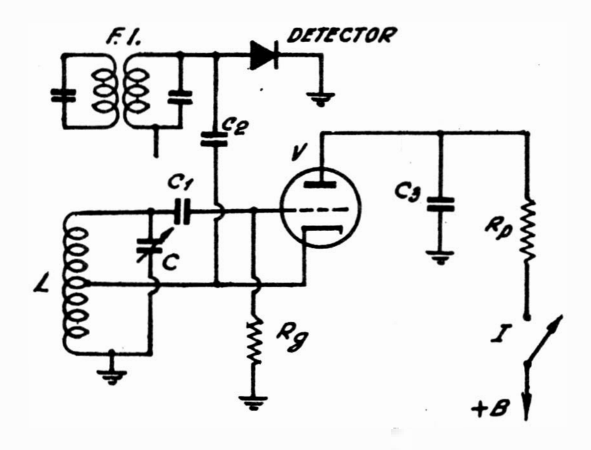


Fig. 150. — Aplicación del oscilador de batido para escuchar señales telegráficas en un receptor.

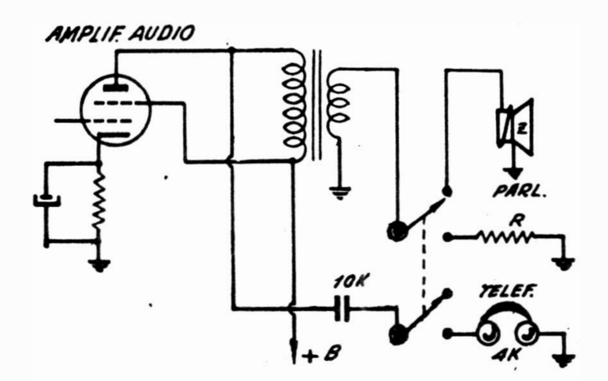


Fig. 151. — Forma de conmutar el parlante por auriculares en el receptor.

de cuyo cátodo se toma la señal mediante el capacitor C_2 para aplicarla directamente a la salida del amplificador de F. I., antes del diodo detector. La misión del capacitor y el resistor de grilla, del resistor de placa y del capacitor C_3 ya fue explicada en el capítulo 2, de modo que obviamos comentarios. El circuito resonante *LC* debe tener la posibilidad de alterar un poco la frecuencia para graduar el tono de audio a gusto del operador; por ello *C* es variable. También puede usarse otro sistema de variación del tono mediante un resistor variable, cosa que veremos en nuestro receptor modelo.

Inserción de auriculares

En los receptores para aficionados no siempre se hace escucha en parlante, tal vez porque los horarios preferidos para esta clase de comunicaciones sean los nocturnos y se debe evitar molestar a otras personas no interesadas en esa operación. Un receptor de este tipo debe tener la posibilidad de insertar auriculares telefónicos desconectando el parlante. Esa operación debe ser simple, con una sola llave o un juego de jack y plug.

La figura 151 nos muestra una de las soluciones, que consiste en eliminar el parlante, insertando en su lugar un resistor de alambre cuyo valor sea igual a la resistencia de la bobina móvil, para no alterar el funcionamiento de la válvula de salida. La misma llave tiene otra sección que conecta el auricular a través de un capacitor. Son preferibles los auriculares de alta impedancia 2.000 a 4.000 Ohm para ese tipo de conexión. El control de volumen del receptor actúa sobre el nivel de audio en el auricular, tanto como en el parlante.

DISEÑO DE CONVERSORES

Todas las consideraciones precedentes acerca del receptor para el aficionado transmisorista nos llevan a la tarea de diseñar algunos circuitos realizables que tengan un comportamiento aceptable frente a los equipos de diseño industrial, de precio muy elevado. Todos los circuitos que pueden presentarse para tales realizaciones pueden agruparse en dos tipos: uno que aprovecha un buen receptor de onda larga disponible, incorporando a su entrada un conversor, con lo cual tendremos la expresión más simple de un super de doble conversión, y otro que consiste en armar un receptor completo que incorpore las mejoras antes detalladas. La decisión del lector sobre cuál de los tipos debe adoptar será una cuestión de carácter económico, puesto que el conversor lleva generalmente una o dos válvulas y puede alimentarse o no desde el receptor existente, mientras que el receptor completo llevará los dos conversores, los dos amplificadores de F. I. la sección de audio, parlante, etc.

Comencemos por el proyecto de un conversor simple para agregar a la entrada de un receptor de onda larga, del cual se pide que tenga una razonable selectividad, cosa común en los aparatos que emplean transformadores de F. I. con núcleo de hierro.

El proyecto que presentamos en la figura 152 cubre solamente dos bandas, 40 y 80 metros, pues son las más usadas por los aficionados modestos. Sería el caso de un integrante de la categoría novicio que desea escuchar un poco en otra banda que la que tiene permitida para emitir, tanto como para ver qué pasa. Emplea una sola válvula 6U8A, cuatro bobinas, dos capacitores variables y se le ha previsto una fuente para los casos en que el receptor con el que se va a acoplar no permita un incremento de consumo.

El capacitor de sintonía es el tándem doble de 365 μμF, que abarca la banda de 40 metros en su zona extrema, casi abierto, y la de 80 metros cuando está casi cerrado. El otro variable que se halla en el oscilador trabaja como ajustador de sintonía, entre 5,2 y 5,7 Mc/s. La F. I. resultante es de 1.600 Kc/s, que corresponde al extremo de la banda de onda larga en los receptores modernos. Quiere decir que la salida de este conversor se aplica a la entrada de antena del receptor stándard, mediante un trozo de cable blindado de baja capacidad (un trozo de coaxil) y se pone el dial en 1.600 Kc/s hasta escuchar el soplido característico de entrada de señal.

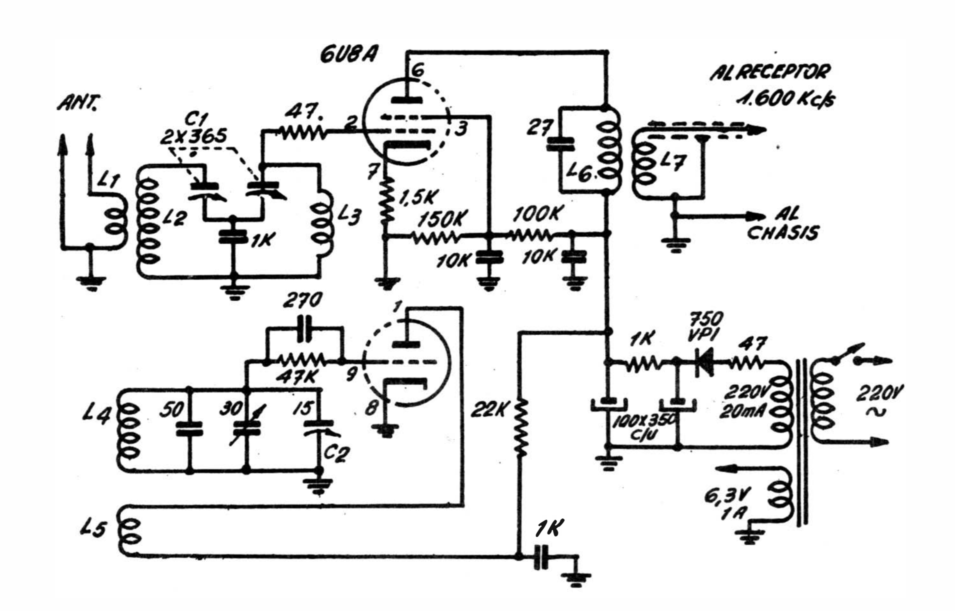


Fig. 152. — Circuito de un simple conversor para dos bandas sin conmutación de bobinas.

Las bobinas para el conversor están detalladas en la figura 153. La de antena tiene dos secciones. A L_1 se aplica el cable de bajada de antena, que para un dipolo abierto de cuarto de onda será un coaxil de 73 Ohm y para un dipolo plegado de media onda será una cinta de 300 Ohm. Hacemos notar que los problemas de antenas y líneas serán estudiados más adelante. L_2 queda fuertemente acoplada a la bobina anterior. Aparte hacemos la bobina L_3 del segundo circuito resonante, con las indicaciones de la figura.

Obsérvese que el tándem no está a masa sino en serie con un capacitor de 1 K para obtener ensanche de banda. Veamos un poco este asunto.

Un circuito sintonizado cubre una cierta banda de sintonía, y de acuerdo con la teoría, esa banda tiene una extensión, en frecuencia, desde una cifra mínima, dada por los valores *L* y *C* máximo, hasta otro valor dado por la misma *L* y el valor mínimo de *C*. Pero esa relación se toma con la raíz cuadrada de las relaciones de capacidad máxima a mínima del variable. Como en la práctica la capacidad mínima es la residual del variable, que es aproximadamente la décima parte de la máxima y la raíz de 10 es aproximadamente 3, entonces una banda de sintonía va desde una cierta frecuencia hasta otra que es tres veces la primera. Por ejemplo, los receptores de onda larga cubren desde 550 Kc/s hasta 1.650 Kc/s, cifras que están en la relación 3 dada antes. En nuestro caso debemos cubrir desde 3,5 Mc/s hasta 7,3 Mc/s, frecuencias cuya relación es apenas 2. Luego, podemos variar la relación de sintonía para ensancharla, o sea espaciar las estaciones en el dial del conversor. Para eso se coloca el capacitor en serie, aumentando la capacidad residual de ambas secciones. Otros sistemas colocan capacitores en paralelo, pero eso disminuye el *Q* del circuito resonante.

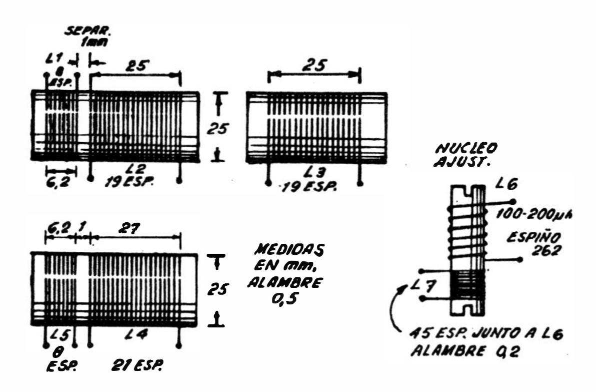


Fig. 153. — Datos sobre las bobinas del conversor de dos bandas.

Sigamos ahora con las bobinas. El oscilador lleva dos bobinados sobre una misma forma, los L_4 y L_5, que se hacen según lo marca la figura 153. Y así llegamos a la última bobina, que es el transformador de F. I. de 1,6 Mc/s. Aquí conviene comprar una bobina hecha, de núcleo ajustable, como la Espiño Nº 262, que tiene una inductancia comprendida entre 100 y 200 µH; a esta bobina le acoplaremos 45 espiras encimadas de alambre de 0,2 mm.

Terminada la faz constructiva del conversor, le colocaremos un dial o una escala en blanco en el frente para marcar las frecuencias de las dos bandas en la misma escala. Acto seguido se lo conecta a la entrada de antena, quitando el chicote común que haya, y se unen los chasis del conversor y el receptor; en este detalle cuídese que el receptor tenga fuente para alterna, porque en caso contrario el chasis quedará unido a la línea de canalización y ello no es aconsejable para usar el conversor. Luego póngase el dial del receptor en 1.600 Kc/s y el del conversor en el extremo más bajo, casi al extremo. Inyéctese una señal modulada de 3,5 Mc/s de un oscilador en la entrada de antena del conversor y ajústese el trimer del oscilador hasta que la señal se escuche en el receptor con el capacitor del oscilador en su extremo y previo retoque del núcleo de L_6 hasta máxima salida.

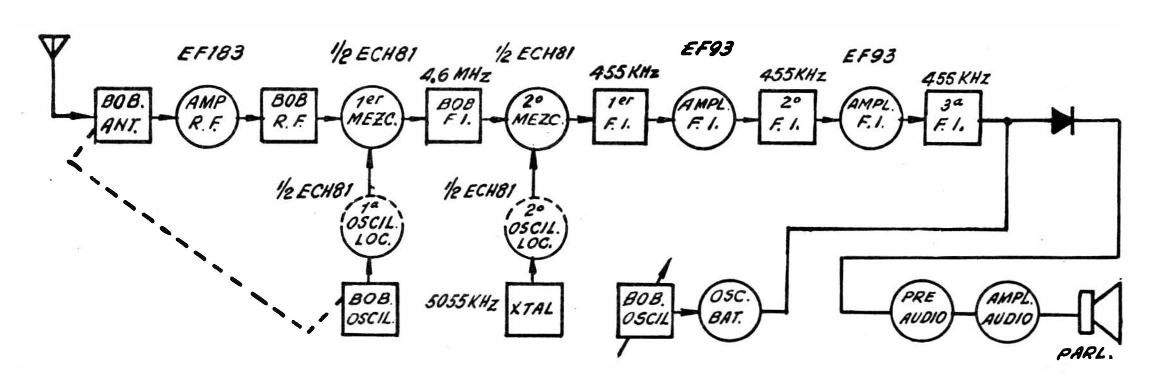


Fig. 154. — Esquema en bloques del receptor superheterodino de 5 bandas para aficionados.

En estas condiciones una señal de 7,3 Mc/s del oscilador de prueba debe encontrarse en el otro extremo del dial del conversor. Si así no ocurre debe corregirse la sintonía del oscilador del conversor.

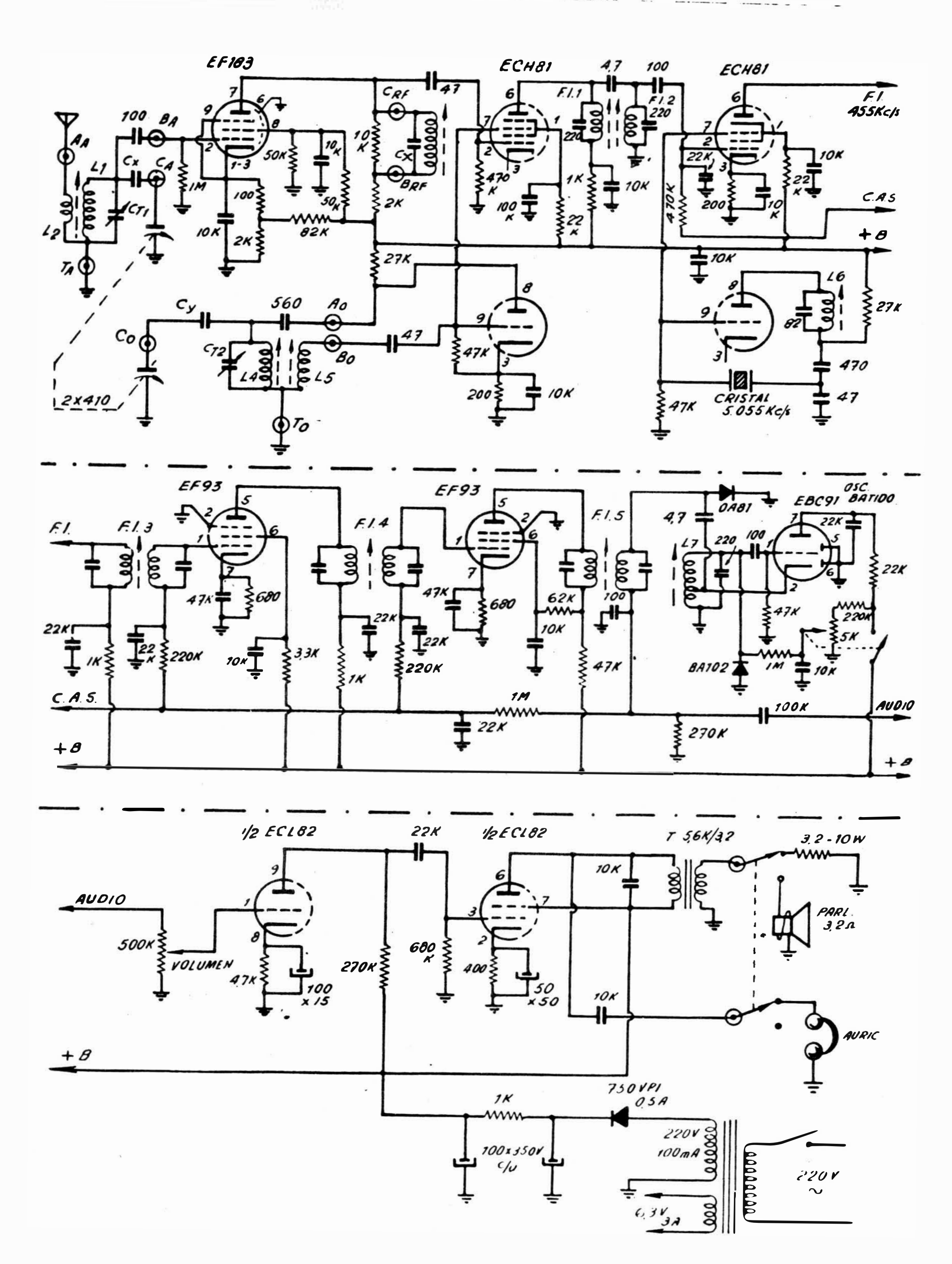


FIG. 155. — Circuito general del receptor de 5 bandas a doble conversión, para aficionados.

RECEPTOR A DOBLE CONVERSION PARA EL AFICIONADO

Ahora encararemos el proyecto de un superheterodino completo, a doble conversión, que cubra las cinco bandas de 80, 40, 20, 15 y 10 metros, con oscilador de batido telegráfico, cuya construcción puede ser encarada por los lectores con éxito. Se le han incorporado muchas de las mejoras descriptas antes y pueden agregársele todas las demás que se quiera, siguiendo los circuitos que se han dado. Nosotros hemos preferido no complicar más el esquema general del receptor.

Para estudiar el proyecto analicemos primero un diagrama en bloques, el que se ve en la figura 154. La primera conversión nos da una F. I. de 4,6 Mc/s y la segunda 455 Kc/s; el segundo oscilador es a cristal, para garantizar la estabilidad; empleamos un cristal de 5.055 Kc/s, cifra que resulta de sumar las dos anteriores. La sintonía general se hace por un tándem doble que actúa sobre el circuito de antena y el primer oscilador local. La etapa de R. F. tiene un tanque resonante fijo de banda ancha, pues esta etapa suministra ganancia pero no selectividad. Después de la segunda conversión tenemos dos etapas de F. I. y luego un detector a diodo. En la primera F. I., producto de la primera conversión, puede agregarse un filtro a cristal como el visto en la figura 146 y en el detector se puede disponer un supresor de ruidos como el de la figura 147. En el detector se incorpora un oscilador de batido con frecuencia de audio regulable con un diodo Varicap FAPESA BA102 y un potenciómetro y luego viene el amplificador de audio, en cuya salida incorporamos la conexión de auriculares vista en la figura 151. Las válvulas empleadas son de la llamada línea europea, para diferenciar este proyecto de otros anteriores y por disponibilidad en esa línea de amplificadoras reja de cuadro (EF183). La fuente de alimentación es totalmente convencional. Se emplean en total 7 válvulas, gracias a las unidades dobles. Se ha previsto una antena unifilar, pero levantando la conexión de masa de la bobina de antena puede acoplarse una de tipo simétrica.

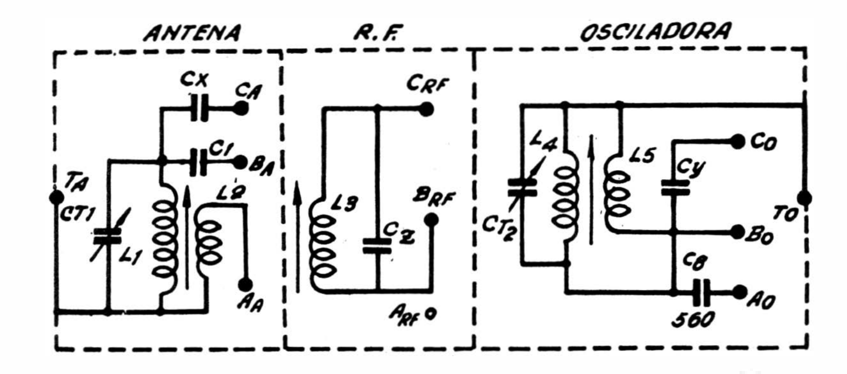


Fig. 156. — Detalles de las bobinas para cada banda del receptor de la fig. 155.

Si la antena se acopla con cable coaxil, esa conexión se mantiene pero si se usa cinta de 300 Ohm debe levantarse. El tema de antenas y líneas será tratado más adelante.

Las bobinas para el receptor

Para explicar la construcción de las bobinas tenemos que acudir al esquema general del receptor, el cual se ve en la figura 155, y corresponde al diagrama en bloques de la figura anterior. En el esquema se han numerado las bobinas y los transformadores de F. I. y hay que hacer las siguientes aclaraciones. En el circuito aparecen las bobinas de una sola banda, para simplificar el dibujo, que ya es bastante complicado en este caso. En serie con la sección de antena del tándem aparece un capacitor C_x y en serie con la sección osciladora de ese tándem aparece otro capacitor C_y y derivado sobre la bobina interetapa L_3 hay un tercer capacitor C_z; además hay dos trimers derivados sobre las bobinas L_1 y L_4 y lógicamente deben colocarse esos trimer en las bobinas de cada banda, siendo sus valores de capacidad 100 μμF cada uno. Los valores de los capacitores C_x, C_y y C_z no se dan en el esquema sino en la tabla de bobinas. El tándem doble es de 2 × 410 μμF.

Veamos ahora cómo se arma cada juego de bobinas, ya que tendremos 5 juegos, uno para cada banda. Cada juego tiene el esquema interno que da la figura 156. La llave de cambio de banda tiene tres galletas, cada una de las cuales es como lo muestra la figura 157. Los centros marcados A_A B_A C_A y T_A corresponden a las

Bobinas para el receptor de la figura 155

Banda	L_1		L_2	L_3		L_4		L_5	C_x	C_y	C_z
	µH	N°	Espiras sobre L_1	µH	N°	µH	N°	Espiras sobre L_4	µµF	µµF	µµF
80	20	209	4	18,9	209	3,9	205	10	0	68	100
40	8,3	208	3	8,3	208	2,9	204	5	33	22	100
20	1,5	202	3	2,4	203	0,7	199	5	33	33	47
15	0,5	198	3	0,7	199	0,25	197	5	33	22	100
10	0,22	196	2	0,22	196	0,19	196	2	68	68	120

L_6 = 13 - 24 µH = Espiño N° 209 L_7 = Espiño N° 12
$F.I._1$ - $F.I._2$ = Espiño N° 209 $F.I._3$ - $F.I._4$ - $F.I._5$ = Espiño N° 18

letras iguales en las figuras 155 y 156 y de los puntos en conmutación marcados con los números 80, 40, 20, 15 y 10 salimos para los circuitos de las bobinas, en la forma como lo muestra la figura 156 para una de las bandas; quiere decir que en los tubos de las bobinas colocaremos los capacitores y conexiones de esta figura 156. Para evitar al lector el trabajo de hacer las bobinas, damos en la tabla un número al lado de sus valores de inductancia; ese número es el de la serie Espiño que se encuentra en plaza.

No se ha incluido el supresor de ruidos de la figura 147 para no complicar demasiado el circuito, pero el lector puede agregarlo, lo mismo que si desea incorporar un filtro a cristal según la figura 146. El oscilador de batido trabaja según el circuito de la figura 150, solo que se le ha incorporado un sistema de variación de

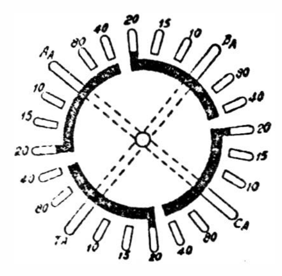


Fig. 157. – Una de las secciones de la llave de cambio de banda del receptor de la figura 155.

tono de audio más moderno, mediante un diodo varicap y entonces el tono se gradúa con el potenciómetro. La sección de audio consta de un triodo y un pentodo contenidos en la misma ampolla de la ECL82. Se ha dispuesto la conexión indistinta de parlante o auriculares, según se explicó en la figura 151. La fuente de alimentación es muy simple, pues lleva un transformador separador de línea, de 220/220 V, previendo un consumo de 100 mA, y un bobinado para filamentos de 6,3 V 3 A. El rectificador es un silicón de 750 V. P. I. 0,5 A.

Ajuste del equipo

Lamentablemente, la alineación correcta de un receptor con tantas etapas es laboriosa y debe procederse con método y con instrumental adecuado. Las bobinas tienen todas núcleo ajustable de hierro para llevarlas a la inductancia correcta; además hay trimers derivados sobre las bobinas de antena y osciladora de cada banda; en consecuencia, el ajuste debe hacerse para cada banda en forma individual, después de haber ajustado bien los canales de F. I.

El primer paso entonces es alinear el canal de F. I. de 455 Kc/s, que son los transformadores FI_3 FI_4 y FI_5, lo cual se hace en la forma habitual inyectando a la entrada del canal una señal modulada de esa frecuencia en portadora y retocando los núcleos hasta lograr máxima salida.

El segundo paso es el canal de F. I. en 4,6 Mc/s, para lo cual la inyección de señal debe en la sección pentodo de la primera ECH81 y retocar los núcleos de L_6 y de las bobinas FI_1 y FI_2, que son independientes. Con esto se termina con las secciones de frecuencias fijas.

Luego viene el proceso largo de ajustar los juegos de R. F. de cada banda para lo cual tenemos que marcar al mismo tiempo las frecuencias en el dial que hasta ahora estará en blanco. La técnica por seguir consiste en fijar el extremo inferior de la banda con el núcleo de L_4 y el superior con CT_2 retocando a máxima salida el núcleo de L_1 y CT_1. Terminados los cuatro retoques en cada banda deben repasarse otra vez, porque al actuar en el extremo superior se producen alteraciones en el extremo inferior. Y todo ello para cada banda, por lo cual nuestro generador de señales debe cubrirlas a todas.

Día 9

Con los temas tratados hasta aquí parecería que hemos completado el desarrollo de un libro destinado al aficionado principiante, pues después de explicar la teoría de la emisión radioeléctrica hemos considerado el funcionamiento de transmisores y receptores, dando ejemplos concretos de equipos listos para funcionar. Pero nuestro propósito es más amplio, pues pretendemos abordar también temas adicionales relacionados con la emisión y recepción a fin de que el lector complete sus conocimientos y esté en condiciones de interpretar correctamente cualquier circuito que encuentre en revistas o libros especializados. Tal sería el caso de los equipos transistorizados, los de banda ciudadana y los modernos sistemas de emisión en una sola banda lateral; este último tema será estudiado en detalle porque la tendencia es ir convirtiendo todos los equipos a ese sistema para permitir el uso de las bandas por mayor cantidad de aficionados. También tenemos que hablar de las antenas y sus líneas y de los aspectos constructivos en general de los equipos; y no hay que olvidar que el lector principiante desconoce sus obligaciones y limitaciones para ejercitar esta actividad, por lo que habrá que mencionar las reglamentaciones vigentes. En fin, un programa completo que será abordado progresivamente. En la presente jornada tenemos fijado un tema y lo trataremos ya.

ESTACIONES MOVILES Y PORTABLES

Cuando se presenta un tema, lo primero que hay que hacer es fijar sus alcances, su contenido y sus limitaciones; si ese tema es de por sí explícito para fijar las condiciones mencionadas, nada hay que agregar, pero si la sola mención del título no las aclara debe hacérselo inmediatamente. En nuestro caso, el título del presente capítulo puede presentar interrogantes para los novicios y entonces haremos las aclaraciones pertinentes.

Comencemos por definir lo que se llama *estación radioeléctrica*. Sabemos qué es un transmisor y qué es un receptor; una estación es un conjunto que incluye ambos aparatos o sea un equipo con el cual se puede emitir señales y recibir las que emite otra persona que se comunica con nosotros. Los lectores podrían hacer ya una estación radioeléctrica con los equipos descriptos en los capítulos 6, 7 y 8, con el simple expediente de construir un transmisor y un receptor que cubran la misma banda o grupo de bandas. No hay ninguna condición sobre tamaño, peso, aspecto o cualquier otra indicación o limitación. Ambos equipos pueden alimentarse desde la línea de canalización o no, mientras no fijemos una condición previa.

Ahora hagamos una clasificación de las estaciones radioeléctricas. Pueden ser fijas, móviles o portables. *Estación fija* es aquella que funciona en un lugar determinado, fijo. En consecuencia, se alimenta desde la línea de canalización, el receptor y el transmisor son equipos independientes, la antena es fija y está sostenida por postes o torres; la limitación de potencia es la que fijan las condiciones sobre licencias de radioaficionados.

Estación móvil es aquella que se instala en un vehículo terrestre, acuático o aéreo. Hay limitaciones de tamaño, peso y potencia, esto último por el hecho de que la fuente no permite que se hagan consumos muy elevados. Es común que la fuente sea de baja tensión, con cifras entre 6 y 32 Volt. Muchas veces se hacen combinaciones entre el receptor y el emisor, a fin de formar un solo gabinete y aprovechar parte del circuito de uno en otro; por ejemplo, el modulador es un amplificador de audio, por lo que es fácil combinarlo de modo que cuando se recibe, aplique

la señal de audio a un parlante en lugar de hacerlo al trasformador de modulación. En equipos de potencia muy reducida suelen combinarse también las bobinas y hasta los capacitores variables.

Una *estación portable* es aquella que lleva consigo la fuente de alimentación, la que puede ser una batería o un grupo de pilas; surgen inmediatamente las condiciones: muy baja potencia, muy reducido peso y tamaño y combinaciones entre elementos del receptor y el emisor. Actualmente las estaciones portables o portátiles se hacen en su mayor parte con transistores, con los cuales el problema de la alimentación se simplifica notablemente.

De la clasificación anterior surge que cada estación tiene aplicaciones bien definidas y por lo tanto la autorización para su uso también queda clasificada de acuerdo con su esencia. Las estaciones fijas pueden ser usadas por los aficionados según la categoría de la licencia, la cual establece las bandas por usar y la potencia máxima. Las estaciones móviles solo pueden ser usadas por los aficionados de la categoría superior. Las estaciones portables pueden ser usadas en la llamada banda ciudadana (27,3 Mc/s) sin requisitos especiales.

En capítulos anteriores hemos tratado las estaciones fijas y por lo tanto las excluimos en esta oportunidad. Las estaciones móviles, como tales, como solo corresponden a la categoría superior de aficionados para los cuales entendemos que no está destinado este libro, las excluimos. Y las estaciones portátiles para banda ciudadana serán tratadas en un capítulo venidero. Y parecería que nos quedamos sin tema, pero no es así.

En muchos lugares de la campaña no hay red de canalización eléctrica y por lo tanto la alimentación de los equipos tratados en los capítulos 6, 7 y 8 no puede hacerse en la forma que se explicó, sino que hay que acudir a baterías de acumuladores, generadores a combustión o con molinos, etc. En esos casos, el equipo que constituye la estación es fijo en cuanto al lugar de funcionamiento, pero es móvil en cuanto al sistema de alimentación; quiere decir que se trata de un equipo que podría ser usado sobre un vehículo provisto de una fuente eléctrica de baja tensión. Por esta razón trataremos la alimentación de esos equipos a pesar de que no se trata de equipos móviles propiamente dichos. Si a algún aficionado de la categoría superior le interesa el circuito que será explicado aquí, puede utilizarlo sin modificaciones.

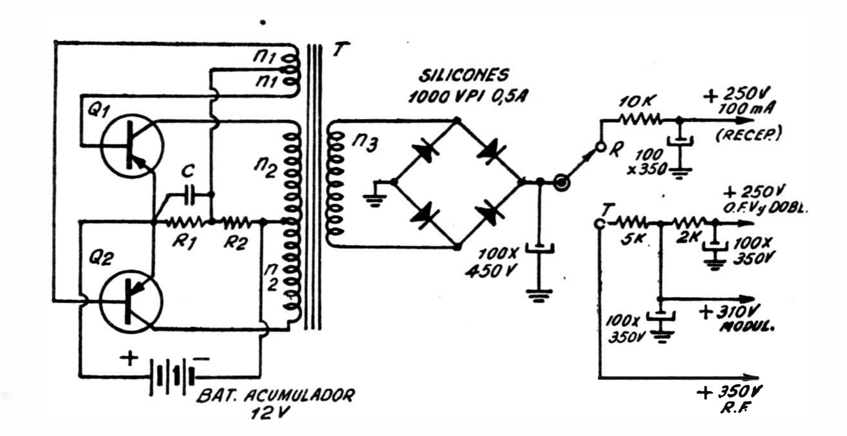


FIG. 158. — Esquema de un convertidor electrónico para alimentar una estación radioeléctrica desde una fuente de baja tensión continua.

Y con respecto a las estaciones portables que trataremos en este capítulo aclaramos que no son las de banda ciudadana, sino que cuando se trabaja en frecuencias muy altas, 50 Mc/s o mayores, suelen hacerse equipos muy pequeños ya que las emisiones son de corto alcance. Estos pequeños equipos serán considerados juntamente con los equipos transistorizados para aficionados, por razones de ordenamiento de la exposición.

Y así hemos justificado el título del capítulo que presentaba una aparente contradicción con la realidad. Aclaramos desde ya que con transistores no es mucho lo que se puede hacer en la actualidad por razones de mercado y por otras que serán expuestas más adelante.

Fuentes para baja tensión

El punto en el cual coinciden los casos de estaciones móviles y equipos para la campaña es el de la fuente de alimentación. La fuente disponible es generalmente de baja tensión y entonces no podemos cargar sobre ella un consumo grande; por eso, siempre se indica en esta clase de equipos el consumo en Amper sobre

la batería o generador. Si tomamos alguno de los emisores explicados en el capítulo 6, que son los de consumo más bajo, y lo combinamos con alguno de los receptores del capítulo 8, tendremos una estación. Pero debemos suprimir la fuente de alimentación de ambas unidades y hacer otra adecuada a la fuente de baja tensión. Entonces, aquí tenemos el quid de la cuestión.

Basaremos esta parte del capítulo en una estación formada por el emisor del capítulo 6, cuyos circuitos son: O. F. V. en la figura 109; sección de R. F. en la figura 110; modulador en la figura 111. El receptor que completa la estación puede ser el de la figura 155 del capítulo 8. Aclaramos que no es obligado que se usen esos dos equipos, pero cuando tratemos la fuente para tal estación considerada como prototipo, será fácil para los lectores elegir otros circuitos para el emisor o el receptor, y acoplarlos a la fuente que presentaremos como modelo.

La fuente para una estación como la propuesta la vemos en la figura 158. Nos resulta familiar porque la explicamos en forma teórica en la figura 105, pero ahora daremos los datos para construirla. En la figura 158 aparecen los valores para el caso en que la batería o fuente primaria sea de 12 Volt, pero la tabla adjunta da las cifras para las tres tensiones primarias típicas en vehículos y en la campaña.

Datos para fuentes elevadoras de tensión

Especificación	*Tensión de la batería o generador*		
	12 V	24 V	32 V
Máxima tensión en colector de Q_1 (V)	29	58	77
Máxima corriente de colector (A)	8,1	4,3	3
Valor de R_1 (Ω)	3,9	7,2	10
Valor de R_2 (Ω)	98	180	250
Nº de espiras de n_1	8	8	8
Nº de espiras de n_2	25	54	68
Nº de espiras de n_3	760	760	760
Diámetro alambre de n_1 (mm)	1,5	1,0	0,8
Diámetro alambre de n_2 (mm)	0,5	0,35	0,3
Diámetro alambre de n_3 (mm)	0,25	0,25	0,25
Consumo sobre batería (A)	7	3,5	2,6

Datos comunes para las tres fuentes: Sección transversal del núcleo del transformador (figura 159) $S = 8$ cm²; dimensión $a = 2{,}5$ cm; dimensión $c = 3{,}2$ cm; Transitores en el circuito $Q_1 = Q_2 =$ ASZ15 = OC28 = AUY22II; capacidad de $C = 0{,}1$ a 2 μF, elegida experi-

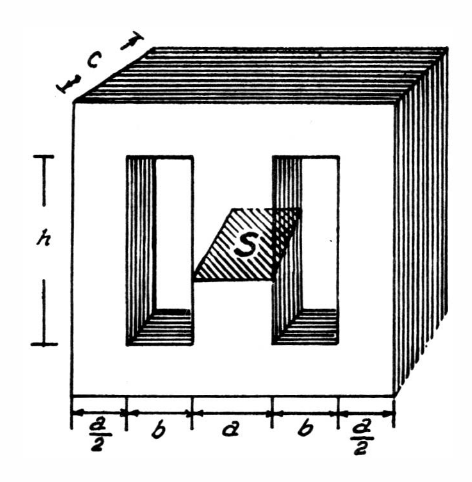


FIG. 159. — Dimensiones del transformador para el convertidor electrónico.

mentalmente. Las dimensiones b y h se determinan de tal modo que en esa ventana quepan los bobinados que se especifican en el cuadro; se entiende que tanto el n_1 como el n_2 son dobles, con mitades iguales. Cada mitad tiene la cantidad de espiras que da el cuadro.

El conmutador que vemos en la figura 158, marcado con T y R, letras que significan transmisión y recepción respectivamente, permite alimentar a uno u otro circuito, puesto que nunca funcionan los dos al mismo tiempo. Los filamentos de las válvulas del transmisor y del receptor deben alimentarse directamente de la fuente primaria, sea batería o generador; para ello haremos circuitos serie y paralelo para que a cada válvula le corresponda la tensión y la corriente nominal, algo así como lo que vimos en la figura 91 o como resulte según sea la tensión primaria. Para determinar el consumo del equipo debe sumarse a la corriente indicada en el cuadro, el consumo de los filamentos, los cuales permanecen encendidos en el emisor y en el receptor, para evitar el tiempo de espera cuando se pasa de transmisión a recepción.

TRANSMISORES A TRANSISTORES

En los proyectos de emisores a válvula que vimos en los capítulos 6 y 7 no se presentaban más problemas que los atinentes a la elección

de las válvulas según la potencia deseada y la fuente de alimentación disponibles; la potencia era una cifra que se elegía de acuerdo con la categoría del aficionado y el costo de la estación. Pero, en general, no teníamos otro problema derivado de las peculiaridades de las válvulas. En efecto, para acoplar una antena a un emisor tenemos que convertir la impedancia de carga de placa de la válvula final a la impedancia que representa la antena; como la carga de la válvula es alta es muy fácil rebajar su valor al que corresponde a la antena mediante un acoplamiento inductivo (transformador) o un circuito pi, más elástico que el anterior.

En los transistores el problema es a la inversa; la carga que debe presentarse sobre el transistor de salida es baja y si cargamos sobre un tanque inductivo una impedancia alta el rendimiento cae mucho, hasta cifras que hacen imposible aprovechar energía irradiada. El valor más común de impedancia de antena, cosa que veremos más adelante, es de 50 o de 75 Ohm, y si consideramos que debe acoplarse como carga esta cifra a un transistor, veamos lo qué ocurre:

La carga óptima de salida de un transistor se calcula dividiendo el cuadrado de la tensión de colector por el doble de la potencia. Pongamos cifras comunes; un equipo móvil para 12 Volt de batería y salida de 10 Watt, que no es una cifra grande, nos da una carga de 12 × 12 / 2 × 10 = 7,2 Ohm. Luego, si a este emisor le queremos cargar una antena vertical de cuarto de onda tenemos que aplicar una transformación de impedancia de 1:10, cifra para la cual el tanque común resonante paralelo o el tanque pi del tipo que hemos visto hasta ahora no sirven.

Hay soluciones para salir de este problema; una sería aumentar la tensión de colector, pero entonces ya no podemos usar el equipo como estación móvil. La reducción de la potencia es una solución a la que ningún aficionado se resigna. Pueden acoplarse dos o tres tanques pi en cascada o puede variarse el tipo de tanque. En un ejemplo que daremos más adelante veremos esta última solución, que es, indudablemente, la más técnica. Lamentablemente en este libro no podemos desarrollar la teoría correspondiente por habernos limitado el nivel para que quede comprensible para una mayor cantidad de lectores.

En equipos muy pequeños, de potencias menores que un Watt, el problema desaparece y eso lo comprenderemos inmediatamente; supongamos un emisor miniatura que funciona con dos pilas de 1,5 V y que entrega una potencia de 100 miliwatt (0,1 Watt). Aplicamos el cálculo que explicamos antes y nos da el siguiente resultado: 3 × 3 / 2 × 0,1 = 45 Ohm y tenemos una cifra razonable para acoplar a una antena telescópica de 50 Ohm.

Hay otro detalle muy importante en los transmisores con transistores, y se refiere precisamente a la etapa de salida de R. F. modulada. Recordemos el gráfico de la figura 67, que nos mostraba la corriente de R. F. en placa, y como una especie de promedio de valores, la corriente continua de placa, como un valor mucho menor que el de cresta de la señal. Es decir que la corriente de placa podía fluctuar entre ese valor medio y

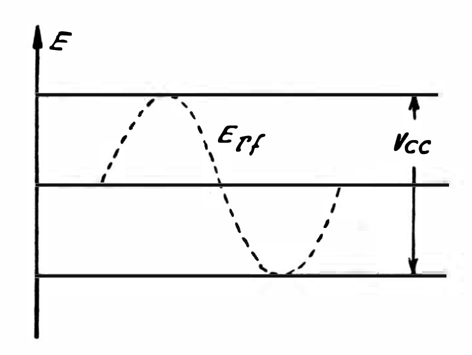


FIG. 160. — Gráfica que demuestra la limitación de la tensión de R.F. en etapas de salida de R.F. a transistores.

un máximo mayor o un mínimo menor, digamos un valor cero. Si hacemos un gráfico para las tensiones tendremos el mismo problema. Con los transistores no ocurre eso, pues cuando una etapa de R. F. a transistor está sintonizada mediante un tanque, la tensión de R. F. de salida está limitada por la tensión de la fuente. Un gráfico nos aclarará esto, y lo vemos en la figura 160; la tensión de continua de la fuente la hemos llamado V_{cc} y a la tensión de R. F. la marcaremos como E_{rf}. Ocurre que si se quisiera fluctuar hacia arriba del valor de V_{cc} el transistor entra en saturación.

De acuerdo con lo que antecede, si se quiere modular en la etapa final un emisor a transistores, la corriente de alimentación de colector debe afectarse con la señal de audio, igual que se hacía con las válvulas, pero siempre que la amplitud de la tensión de R. F. modulada no supere a la tensión continua de alimentación. Resulta así que para modular al 100 % la señal de R. F. necesitamos una tensión de audio cuya amplitud sea igual a la de R. F. y esto nos lleva a que la potencia necesaria del modulador tiene un valor igual a la de salida de R. F. En los equipos que se presenten como modelos se tendrá en cuenta este detalle y veremos que los

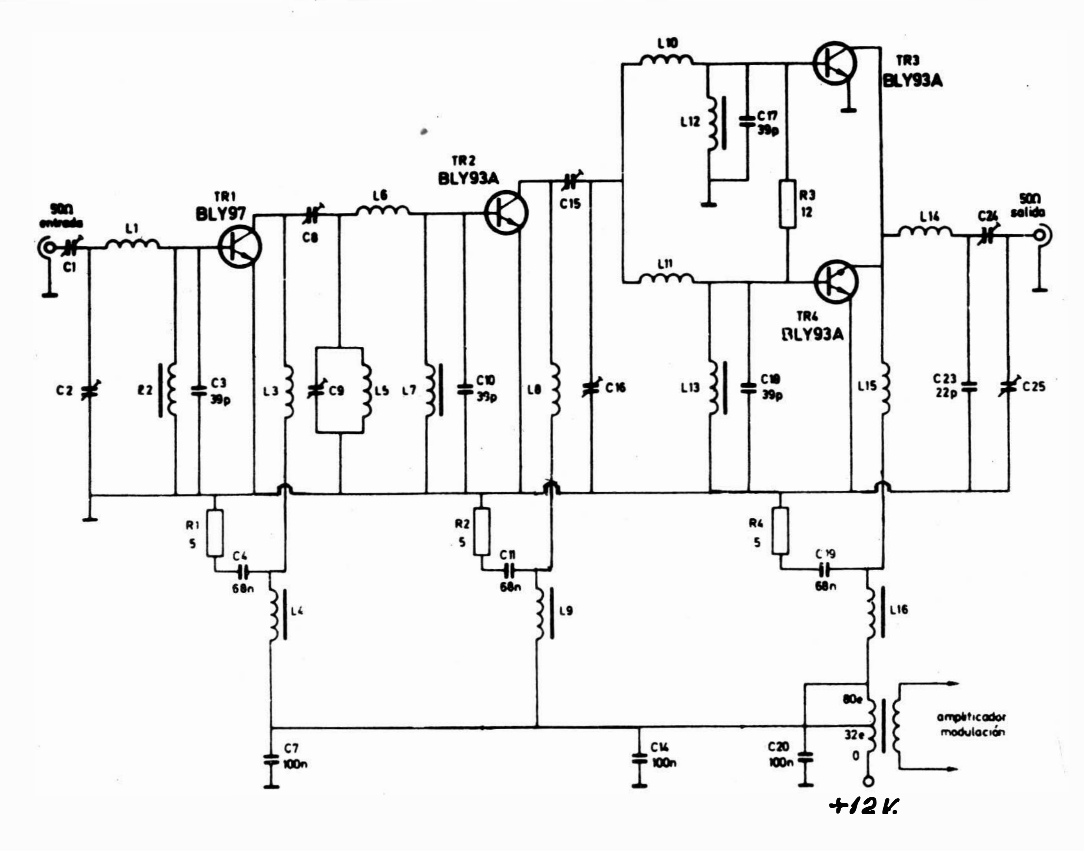


Fig. 161. – Sección de R.F. del transmisor de 25 W que se describe en el texto y que está basado en un diseño original de FAPESA. Se aclara que en los capacitores 1 nF = 1000 pF en todos los esquemas.

moduladores tienen la misma potencia de salida que la sección de R. F. a la que deben modular.

Transmisor de 25 Watt para 80 metros

Para instalar una estación móvil hay que pensar en tensiones de alimentación compatibles con las existentes y la de 12 Volt es la más adecuada. La potencia obtenible en un equipo portable no puede ser muy grande, dado que debe ser a transistores si se quiere tener un conjunto moderno; entonces hemos tomado un diseño del Departamento de Ingeniería de FAPESA, el cual con algunas variantes es el que vamos a explicar. Se trata de un conjunto para A.M., usable en la banda de 80 metros, con alimentación de 12 Volt. La figura 161 muestra la sección amplificadora de R.F. y podemos apreciar que emplea transistores de silicio, trabajando la etapa de salida con dos de ellos en paralelo. Se provee entrada de baja impedancia para acoplar un O.F.V. o un oscilador a cristal y de allí pasamos a una etapa amplificadora que entrega señal suficiente a la excitadora del par final. La salida de ese amplificador es de baja impedancia y va al tanque que oficia a su vez como acoplador de antena.

Uno de los problemas de la amplificación en clase C de los transistores es que cuando se modula solamente en la etapa final no se mantiene esa clase de trabajo. Por ello en este diseño se aplica modulación parcial a las dos etapas excitadoras y se asegura la condición de trabajo aún polarizando las bases finales mediante autopolarización por divisor de tensión. Obsérvese enton-

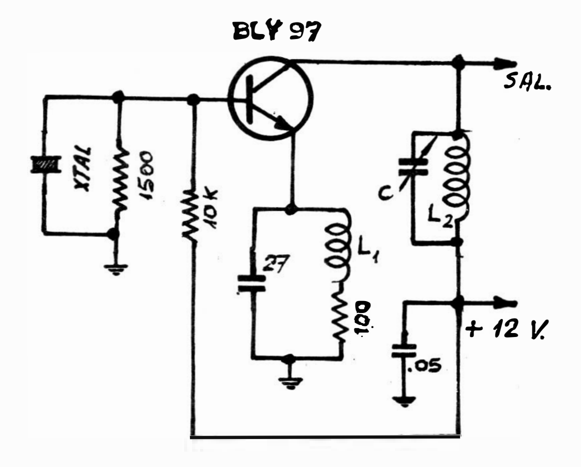


Fig. 162. – Un simple oscilador a cristal para excitar a la sección de R.F. del transmisor.

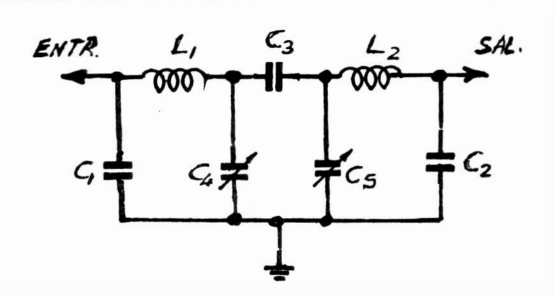


Fig. 163. – Tanque de salida y acoplador de antena para el transmisor de la figura 161.

ces que la alimentación de colectores de las etapas previas se toma de una derivación del transformador de modulación para cumplir con la condición antedicha.

En funcionamiento, las corrientes de colector medibles en las tres etapas del circuito dado son: primer BLY97: 0,4 A; segundo BLY97: 2 A; etapa final: 5 A. Para el ajuste se procede en la forma que ya ha sido explicada, excitando con señal la entrada y buscando resonancia en los sucesivos circuitos sintonizados. Para aplicar señal necesitamos un oscilador y está previsto que se pueda conectar cualquier tipo. La figura 162 muestra un oscilador a cristal con un BLY97 para mantener la serie utilizada en el amplificador. En el mismo, el choque L_1 se hace sobre una forma de 5 mm arrollando 5 espiras de alambre de 0,5 mm de diámetro y ocupando una longitud de 5 mm. La bobina L_2 se hace sobre una forma de 10 mm con alambre de 0,5 mm dando 16 espiras y ocupando una longitud de 20 mm. El capacitor C del circuito sintonizado está formado por uno fijo de 500 pF derivado con un trimer de 4-40 pF. El oscilador se alimenta con la misma fuente del transmisor, o sea 12 V.

Veamos ahora las bobinas para el amplificador de R.F. Hay un grupo de choques de R.F. algunos de los cuales podrían suprimirse, pero el diseño original era para una frecuencia mucho mayor y los incluyó. Se trata de los L_1, L_3, L_4, L_6, L_8, L_9, L_{10}, L_{11}, L_{15} y L_{16}. Los mismos se hacen sobre una forma de 5 mm con alambre de un mm dando 5 espiras que ocupen una longitud de 10 mm. En las bobinas hay dos grupos; el primero está formado por L_2, L_5 y L_7 que se hacen sobre una forma de 10 mm de diámetro, con alambre de 0,5 mm dando 20 espiras que ocupen 20 mm de longitud. El otro grupo corresponde a la etapa de potencia y son: L_{12}, L_{13} y L_{14} que se hacen sobre forma de 20 mm de diámetro con alambre de 1,5 mm, dando 16 espiras que ocupen 25 mm de largo.

Pasemos ahora a los capacitores. Se notará que la numeración no es correlativa por haberse suprimido algunos pasa-chasis del proyecto original, dada la menor frecuencia de trabajo elegida. Los capacitores de ajuste numerados C_1, C_2, C_8, C_9, C_{15}, C_{16} y C_{24} figuran como variables pero están constituídos por pares derivados con un capacitor fijo de 500 pF y un trimer de 4-40 pF. Advertimos que en las unidades de capacidad 1nF = = 1000 pF.

Pasamos ahora al tanque de salida y acoplador de antena que se muestra en la figura 163. Las dos bobinas L_1 y L_2 se hacen iguales que las bobinas de la etapa final, o sea que la L_{12} por

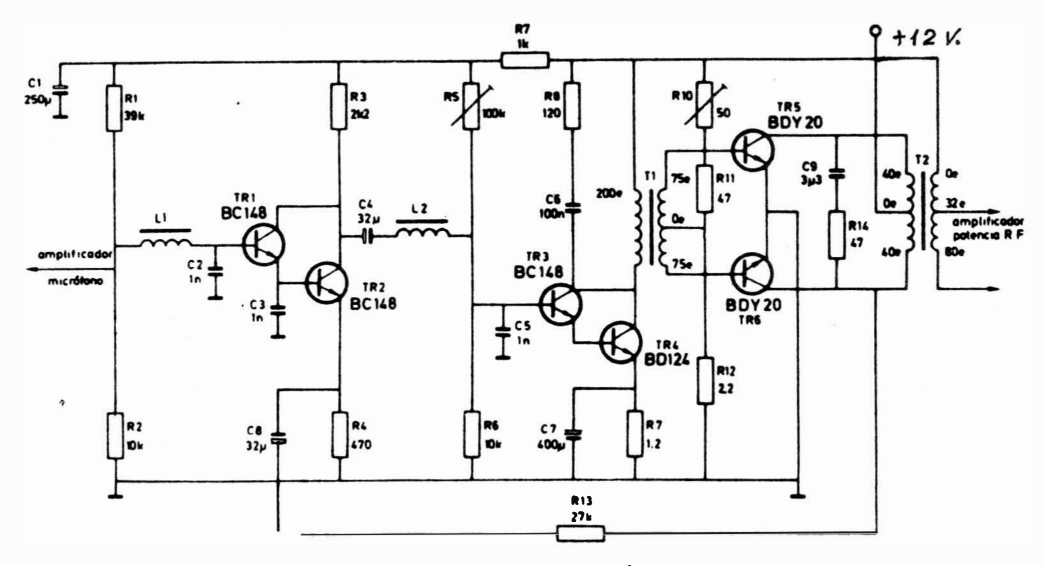


Fig. 164. – Modulador para el transmisor de 25 Watt. La derivación en el transformador es para modular las etapas previas de R.F.

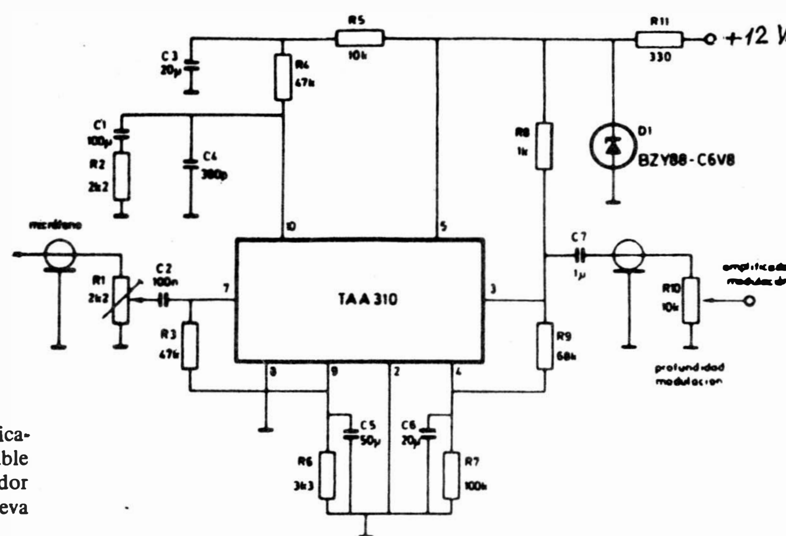


Fig. 165. – Preamplificador de micrófono aplicable a la entrada del modulador de la figura anterior. Lleva un C.I. TAA310.

ejemplo, pero debe cuidarse en la colocación que ambas bobinas del tanque queden en posición perpendicular entre sí. Los capacitores tienen los siguientes valores: C_1 y C_2: 500 pF. C_3: 25 pF. Los de ajuste C_4 y C_5 son pares derivados formados por uno fijo de 500 pF y un trimer de 4-40 pF. La salida del tanque se aplica directamente a la antena, que en equipos móviles suele ser del tipo látigo. Este tema nos ocupará en el capítulo 12.

Pasemos ahora al modulador para nuestro transmisor. La figura 164 da el esquema de un amplificador de audio que funciona con la misma tensión que el resto del equipo: 12 V. Lleva dos transformadores, el de excitación y el de salida, que es a la vez de modulación. Para obtenerlos se necesitan sus datos típicos que son: Transformador T_1; núcleo Unisil 51; primario 200 espiras; secundario 75 + 75 espiras. El primario se hace con alambre esmaltado de 0,56 mm y el secundario con 0,38 mm. Transformador T_2; núcleo C English Electric Nº 30-20-4. Primario: 40 + 40 espiras con alambre de 1,6 mm. Secundario: 80 espiras alambre de 1,6 mm con derivación a 32 espiras. Los choques L_1 y L_2 se hacen con dos espiras de alambre de 0,42 mm arrollado sobre un trozo de varilla de ferroxcube de 4,3 mm de diámetro.

Para acoplar el micrófono al modulador necesitamos un preamplificador, el cual tiene el circuito que muestra la figura 165. Tiene la particularidad de usar un C.I., el TAA 310 de FAPESA y no presenta particularidades que requieran explicaciones adicionales. Este pre permite usar un micrófono de bobina móvil lo que se traduce en una muy buena calidad de modulación. El potenciómetro R_1 es para ajustar la sensibilidad media y graduar la señal de entrada en caso de usar micrófonos de mayor salida, como son los de cristal. El R_{10} es un control de volumen, que en este caso pasa a ser un graduador de la profundidad de modulación, ya que el modulador en sí carece de controles de ganancia.

El diodo regulador BZY88 se colocó porque el circuito integrado funciona con una tensión de 7V. y nuestra fuente es de 12 V. Entonces rebajamos la tensión y la mantenemos estabilizada en la forma como lo muestra el esquema.

RECEPTORES A TRANSISTORES

Hoy en día a nadie llamará la atención el presentar un receptor a transistores, pues se han popularizado de tal manera que forman parte, muchas veces, del equipo normal de esparcimiento, pues se lleva en el bolsillo para entretenerse durante el viaje. Pero cuando se trata de receptores para aficionados, no solo debe tenerse un aparato capaz de captar señales de ondas cortas, sino que debe tenerse la banda o bandas deseadas, esparcidas o ensanchadas en forma conveniente, y una sensibilidad tan buena como para captar señales débiles.

Es por eso que los receptores a transistores para aficionados difieren un poco de los circuitos comunes para escuchar onda larga, y aún de los que tienen dos o más bandas de sintonía. Por ejemplo, hay circuitos para aficionados que no son superheterodinos sino regenerativos, con salida únicamente para auriculares telefónicos; los hay de una sola banda de recepción, por ejemplo la de 80 metros, en el caso que se trate de un aparato para un aficionado novicio que tiene derecho a usar solamente esa banda; y hay aparatos muy complejos, con filtros a cristal en

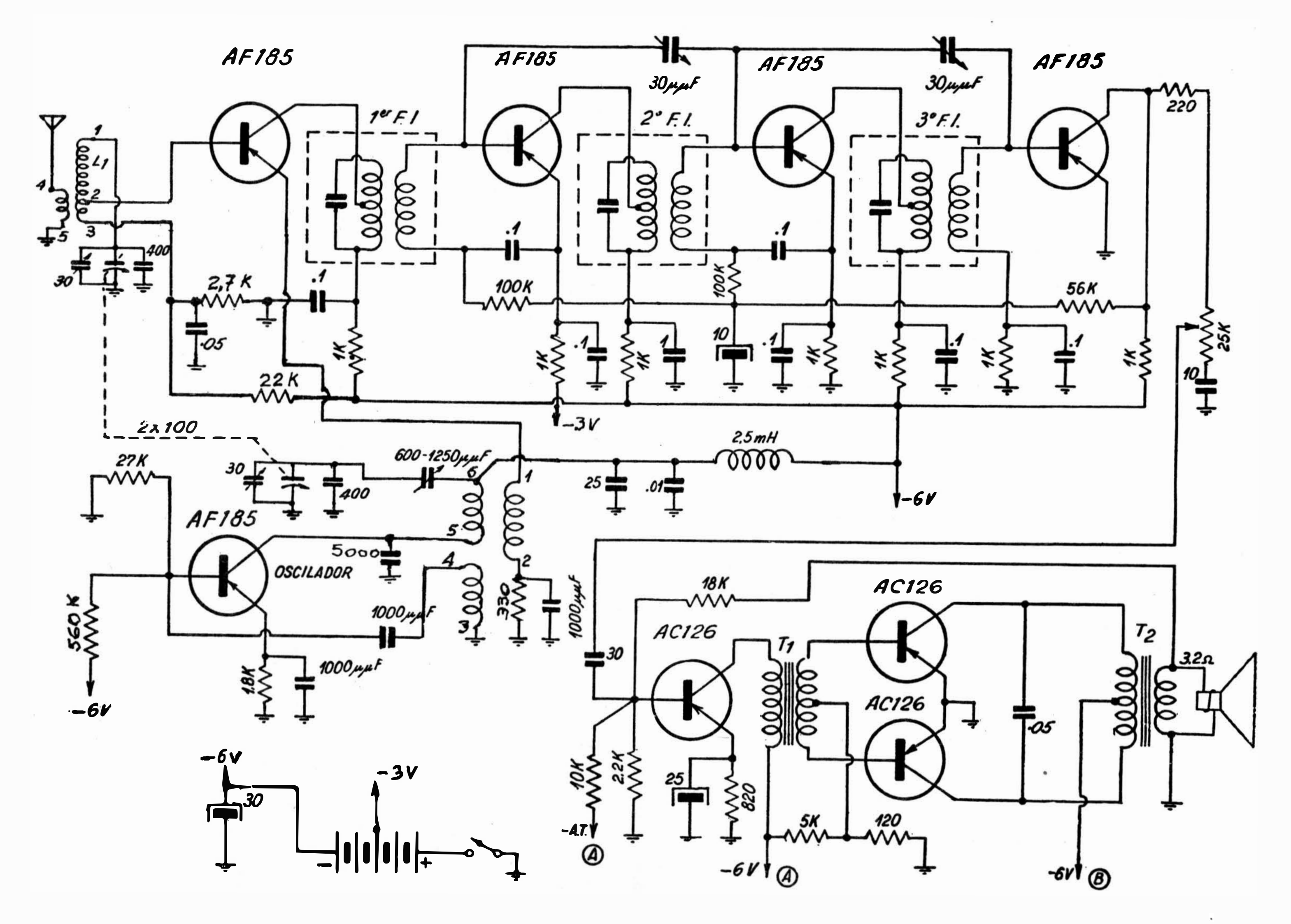


Fig. 166. — Circuito de un receptor a transistores para la banda de 80 metros.

la F. I., osciladores de batido para señales telegráficas o de B. L. U., tema este último que será tratado más adelante. En este capítulo daremos un par de ejemplos de receptores a transistores para aficionados y el lector podrá después elegir el circuito que le agrade entre esos dos modelos o entre los numerosos que se publican frecuentemente en las revistas especializadas.

Receptor superheterodino para 80 metros

Para que sirva de complemento al transmisor para 80 metros que hemos descripto anteriormente, ofreceremos ahora un circuito receptor para esa misma banda, totalmente a transistores, de construcción casera. Las características destacadas de este circuito, que mostramos en la figura 166, son:

Superheterodino a simple conversión, con oscilador separado, sintonía con tándem doble, F. I. de 465 Kc/s, salida en parlante con dos transistores en clase B, alimentación con 4 pilas de 1,5 V con derivación a dos de ellas para disponer de dos tensiones, 3 y 6 Volt. Emplea 5 transistores AF185 y 3 transistores AC126, todos de existencia en plaza. Veamos el circuito para analizarlo.

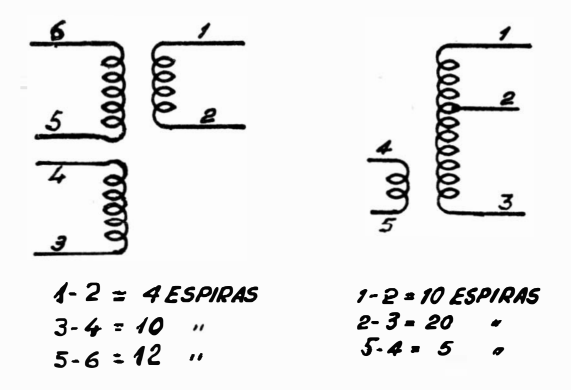


FIG. 167. — Diagrama de las bobinas para el receptor de la figura 166.

Las bobinas de antena y del oscilador se hacen sobre formas de 12 mm de diámetro, ocupando una longitud de 20 mm. Para hacerlas se toman los datos de los diagramas de la figura 167, usando alambre de 0,5 mm de diámetro, y dejando 2 mm entre bobinas; los números de extremos y derivaciones coinciden con los del esquema. El tándem de sintonía es doble, de 100 μμF por sección, y lleva derivados trimers de 30 μμF y capacitores fijos de 400 μμF para ensanchar la banda de 80 metros que es la que se sintoniza.

Los transformadores de F. I. son de 465 Kc/s, con derivaciones en el primario y son especiales para transistores; pueden usarse los Espiño Nº 19 u otros similares. Hay dos etapas amplificadoras de F. I., las que deben ser neutralizadas para evitar la oscilación; para ese objeto están los trimers de 30 μμF que realimentan capacitivamente las etapas. El detector no es a diodo, como se usa comúnmente, sino a transistor, lo que proporciona una ganancia extra de 10 dB, tan necesaria en la captación de señales débiles. Se emplea control automático de sensibilidad para evitar la saturación del detector ante señales fuertes y colaborando en esta misión se ha dispuesto que el emisor de la primera etapa de F. I. se conecte a una tensión de 3 Volt negativos en lugar de tomarse el total de la fuente.

La sección de audio es un típico amplificador en clase B, con su transformador de entrada T_1 y el de salida T_2 que se obtienen en plaza simplemente pidiéndolos como juego de transformadores de audio de entrada y salida, y mencionando los transistores empleados. Hay un lazo de realimentación negativa desde el secundario del transformador final a la base del transistor excitador, de unos 3 dB, lo que limita la distorsión a un 5 %, cifra muy buena para escuchar palabra solamente, ya que ese es el destino de este aparato.

El conjunto puede ser armado en un chasis de los que se venden para armar receptores de onda larga a transistores, y si se adquiere un gabinete con dial, es cuestión de pegar sobre la escala una cartulina blanca y marcar las frecuencias de la banda de 80 metros con ayuda de un generador de señales. Para ello se acerca el cable de salida del generador a la bobina de antena del receptor; acto seguido se fijan los extremos de la banda, 3,5 y 3,75 Mc/s mediante el pader de 600-1.250 μμF que tiene la sección osciladora. Luego se procede a retocar la F. I. y se ajusta la neutralización hasta que desaparezca la tendencia a oscilar; finalmente se retocan los trimers de antena y de la osciladora en la forma habitual para receptores superheterodinos.

La entrada de antena de este receptor está prevista para una línea de acoplamiento de 73 Ohm, cable coaxil típico, pues hemos supuesto que se usará como antena la misma que tenemos para el transmisor. Esa antena puede ser un dipolo de media onda, abierto, en cuyo caso la impedancia al centro es de 75 Ohm, valor casi coincidente con la impedancia del coaxil elegido. El tema de las antenas se ha mencionado siempre al pasar, en forma sucinta, porque más adelante nos ocuparemos de ello en forma detallada.

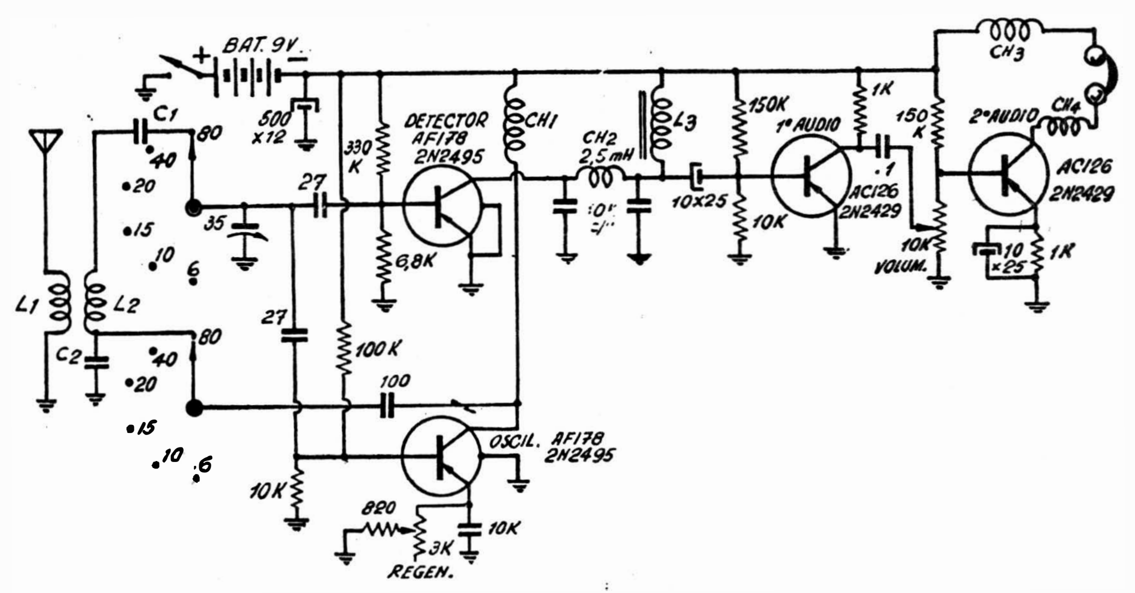


FIG. 168. — Circuito de un receptor regenerativo a transistores para 6 bandas.

Receptor regenerativo de 6 bandas

Describiremos ahora un receptor muy simple, con solo 4 transistores, dos AF178 (2N2495) y dos AC126 (2N2429), con salida para auriculares, que vemos en la figura 168. Si se desea tener salida en parlante, se le puede acoplar a la salida en lugar de los auriculares el primario de T_1 de la figura 166 y la etapa de salida que tenemos allí, alimentando esa salida con una fuente de 6 Volt o colocando una pequeña resistencia en los emiosres de los transistores finales, dejando la fuente de 9 Volt; pero a esto debe aclararse que el consumo de esta etapa final llega hasta unos 30 mA y que entonces, si se emplea una batería miniatura de 9 Volt, su duración será limitada, por lo que se aconseja usar una fuente de 6 Volt con cuatro pilas tamaño D.

En el esquema aparece la llave selectora de bandas, de dos secciones y seis posiciones, habiéndose dibujado solamente las bobinas de una sola de esas bandas para no complicar la figura. Cada bobina se arma por separado, llevando un primario para la antena y un secundario que tiene dos capacitores en serie, el C_1 y el C_2, cuyos valores son diferentes para cada banda, por lo que se colocarán adosados a las respectivas bobinas. Para su conexión al receptor las bobinas tienen sus primarios unidos por un extremo al borne vivo de entrada de antena y por el otro a masa. Sus secundarios tienen un extremo de C_2 a masa y conectados a la llave selectora dos puntos, uno es el extremo superior de los capacitores C_1 y el otro es la unión entre L_2 y C_2. En la tabla de bobinas se da la información sobre ellas y estos capacitores.

Prosigamos con la descripción del circuito. Se emplean transistores independientes para el oscilador y el detector regenerativo; el control de reacción opera variando la polarización del transistor oscilador y éste es un montaje Colpitts común, para simplificar las bobinas que carecen así de derivación. Para evitar que la señal de R. F. llegue a la etapa de audio se inserta un filtro *pi* en el circuito del colector del detector; este choque CH_2 es de 2,5 mH, derivado con dos capacitores de 10 KpF. También tiene ese mismo valor CH_1, 2,5 mH.

El choque de audio L_3 tiene un valor de unos 5 Hy o más, y puede usarse el Ucoa Nº 4388 o encargar uno más pequeño en plaza. La etapa de audio tiene a la entrada el control de volumen y como carga de colector hay un par de auriculares de alta impedancia; en el modelo se usaron los de 24 Kilohm, pero podrían emplearse otros de impedancia menor, siempre de valores altos. Un detalle muy importante es que los cables de los auriculares pueden actuar como antenas y molestar la sintonía en las bandas más altas; para evitar este efecto se los filtra para R. F. mediante los dos choques CH_3 y CH_4 que tienen de 60 a 100 μH (Espiño Nº 212).

Para la construcción se puede usar un pequeño chasis de aluminio con panel del mismo material, colocando en el frente los cuatro controles, es decir: la llave selectora de bandas, el capacitor de sintonía, el control de reacción y el de volumen. Las bobinas se montan junto a la llave

Tabla de bobinas

Banda metros	C_1 µµF	C_2 µµF	L_1 espiras bajo L_2	L_2	
				µH	Nº Espiño
80	1.000	180	5 arrimadas	30-60	211
40	330	39	2 a 1,6 mm	13-24	209
20	100	15	1 a 1,6 mm	8-15	208
15	68	15	1 a 3,2 mm	3-6	205
10	68	50	1 a 3,2 mm	1-2	202
6	27	39	1 a 3,2 mm	0,4-0,8	201

A esta bobina se le deben sacar la mitad de sus espiras.

selectora. En el panel frontal puede colocarse un dial circular, mediante un simple disco de cartulina detrás de la perilla de sintonía que tendrá una aguja para hacer lecturas; también puede colocarse un dial rectangular con tambor y piolines, en cuyo caso se pegará sobre la escala una cartulina blanca, sobre las que se marcarán las seis escalas con ayuda de un generador de señales. Los núcleos de las bobinas permiten fijar cada banda.

La entrada de antena está prevista para línea o cable coaxil de baja impedancia. Para el ajuste debe arrimarse a la bobina de antena un lazo formado con los cables de salida del generador de señales, ajustando el extremo inferior de cada banda con el núcleo de la bobina L_2 y verificando luego si abriendo totalmente el capacitor de sintonía se cubre la banda hasta su extremo de mayor frecuencia. El control de reacción para esta operación estará avanzado hasta el borde de la oscilación; resulta cómodo llevarlo hasta un punto en que la oscilación comienza y retroceder un poco el control hasta suprimir la oscilación: ése es el punto de máxima ganancia.

Día 10

A medida que hemos avanzado en los capítulos de este libro se ha ido aclarando el panorama del proyecto de estaciones radioeléctricas. Ahora ya sabemos que una estación se diseña dentro de ciertas condiciones que emanan de la fuente de alimentación disponible, la banda de frecuencias utilizable y la potencia permitida o deseada, esta última igual o menor que la primera. Dentro de las condiciones señaladas se pueden elegir circuitos a válvulas o a transistores, fijos o portables, chicos o grandes, etc. Pero siempre se ha insistido en que una estación para comunicaciones de aficionados necesita una licencia, esto es, una autorización para funcionar, la cual se obtiene ante las autoridades del ramo, previo cumplimiento de los requisitos estipulados.

No obstante lo dicho, hay una posibilidad de construir y manejar estaciones que tienen una liberalidad de funcionamiento mucho mayor, pues el requisito exigido es una simple comunicación de existencia o algo por el estilo. En efecto, se ha habilitado desde el año 1961 una banda especial para comunicaciones privadas que ha sido denominada banda ciudadana *para la cual no hay exigencias de exámenes técnicos ni de otra naturaleza, salvo algunos detalles técnicos que precisaremos oportunamente. De los equipos para esta banda nos ocuparemos en la presente jornada.*

EQUIPOS PARA BANDA CIUDADANA

Consideraciones generales

Muy pegada a la banda de 10 metros autorizada para los aficionados de la categoría superior, se ha habilitado la banda de 11 metros, que abarca desde los 26.965 Kc/s hasta los 27.225 Kc/s que se denomina *banda ciudadana* y a la que se distingue también por la frecuencia de 27 Mc/s, aproximadamente la de su centro. Esta banda puede ser utilizada por cualquier persona para establecer comunicaciones privadas, para suplir un servicio telefónico inexistente, para fines deportivos, etc. Sus equipos tienen unas pocas exigencias técnicas que fija la reglamentación y sus operadores no necesitan ser técnicos en la materia.

Resulta innecesario destacar la trascendencia que ha tenido tal habilitación, pues numerosos armadores han podido construir equipos, muchos principiantes debutan dentro de esta banda y la industria del ramo fabrica equipos comerciales aptos para comunicaciones privadas; estos últimos equipos algunas veces se obtienen en forma de *kit*, o sea de conjunto de materiales para armar el equipo. Los armadores entonces adquieren esos conjuntos y arman los equipos para BC (banda ciudadana) para sus clientes.

Pero el aficionado generalmente prefiere elegir sus circuitos de entre varios que tenga a mano, seleccionar los componentes de entre las marcas de su predilección y adoptar distribuciones acordes con su gusto y experiencia. Por tales motivos, como este libro está dedicado principalmente a los aficionados noveles, daremos numerosos ejemplos de circuitos, sin limitarnos a mencionar los circuitos comerciales cuyos elementos pueden ser comprados en conjunto, en forma de *kits*. Haremos un escalonamiento de potencias, según el sistema adoptado en otros capítulos, con las limitaciones que la reglamentación nos impone, y que puede verse en el capítulo 15.

Reglamentación vigente

De acuerdo con la Resolución Nº 725 S. C. del 30 de abril de 1968, que puede leerse com-

Canal Nº	*Frecuencia Mc/s*	*Canal Nº*	*Frecuencia Mc/s*
1	26,965	15	27,105
2	26,975	16	27,115
3	26,985	17	27,125
4	26,995	18	27,135
5	27,005	19	27,145
6	27,015	20	27,155
7	27,025	21	27,165
8	27,035	22	27,175
9	27,045	23	27,185
10	27,055	24	27,195
11	27,065	25	27,205
12	27,075	26	27,215
13	27,085	27	27,225
14	27,095		

pleta en el capítulo 15, la Secretaría de Comunicaciones reglamenta el funcionamiento de la Banda Ciudadana, estipulando las siguientes condiciones:

La máxima potencia permitida es de 5 Watt en placa de la válvula final o en el colector del transistor final, según los casos.

La única emisión permitida es la de ondas A_3, es decir telefonía modulada en amplitud; se excluyen la modulación de frecuencia y las portadoras interrumpidas.

El funcionamiento debe cumplir con una constancia de frecuencia del 0,005 %, por lo que se requiere ineludiblemente oscilador o cristal.

Las frecuencias utilizables son las que figuran en el cuadro adjunto.

De modo que hay 27 canales dentro de la banda, separados todos por anchos de 10 Kc/s en el espectro. La simple lectura de las condiciones fijadas y la que se agrega de que el usuario debe llenar una planilla en cualquier oficina de Correos donde conste la existencia de la estación permiten apreciar la liberalidad de que gozan los poseedores de tales estaciones. Las condiciones de índole técnica son fáciles de cumplir y los proyectos que se presenten más adelante estarán dentro de las presentes normas. La potencia permitida parece exigua, pero si se tiene en cuenta que estos equipos se utilizan para comunicaciones a corta distancia, en la práctica resultan eficientes; además, si un equipo tuviera una potencia mucho mayor se destacaría en la banda impidiendo la recepción de muchas otras estaciones.

Transceptor a válvula para BC

La difusión alcanzada por la banda ciudadana en nuestro medio hizo que algunas fábricas de elementos ofrecieran conjuntos completos en forma de *kits* para armar estaciones de BC; por supuesto que para una comunicación hacen falta dos equipos, pero en la descripción tomaremos uno de ellos. Como el lector puede inclinar sus preferencias por estos equipos para armar, hemos elegido uno de los que se encuentran en plaza y que goza de popularidad, para presentarlo como modelo. Se trata del RINOR 63, que tiene una salida de 5 Watt en transmisión, la máxima autorizada para BC, y que presenta la posibilidad de ser alimentado como estación fija con 220 V de línea y como estación móvil, con 6 ó con 12 V de continua.

El circuito completo de una estación se muestra en la figura 174; veamos en forma resumida el funcionamiento de sus diversas etapas.

El transmisor consta de dos etapas, una osciladora a cristal y una amplificadora de potencia; la primera es uno de los triodos de una 12AU7 y la segunda es una 12BY7 que entrega su señal a un tanque *pi*, el que a su vez alimenta la antena; este conjunto aparece a la izquierda, en la parte del medio del circuito. Como modulador usamos la sección de audio del receptor, que termina en una 6AQ5, cuyo transformador de salida lo es a la vez de modulación, en forma de autotransformador con una derivación adecuada y desconectando el parlante.

Este transmisor permite el acoplamiento de una antena cuya impedancia quede comprendida entre 35 y 79 Ohm. Tiene una estabilidad de frecuencia dada por la del cristal (0.005 %) y la conmutación habla-escucha se hace en forma automática, mediante un relay que se acciona con un pulsador contenido en el mango del micrófono.

El receptor es un superheterodino a simple conversión, pero que tiene dos osciladores, uno a sintonía manual y otro a cristal. Con el primero se pueden cubrir los 27 canales de BC y con el segundo, mediante un cristal, sintonizamos una sola frecuencia, la que se elija para un caso determinado. Esos dos osciladores están constituidos por una mitad de una 6U8 y una mitad de la 12AU7 que mencionamos antes. La otra mitad de la 6U8 oficia de conversora de frecuencia y está precedida por una amplificadora de R.F. con válvula 6BZ6. Sigue al conversor una amplificadora de F. I. 6BA6 y luego un detector, que es una mitad de una 6AL5. La otra mitad de esta válvula oficial de diodo silenciador de ruidos y hay una 12AX7 que trabaja como silenciador automático (squelch). Sigue el preamplificador de audio, otra 12AX7 y finalmente la amplificadora de potencia 6AQ5.

En el esquema general vemos que la fuente de alimentación tiene tres variantes: una para

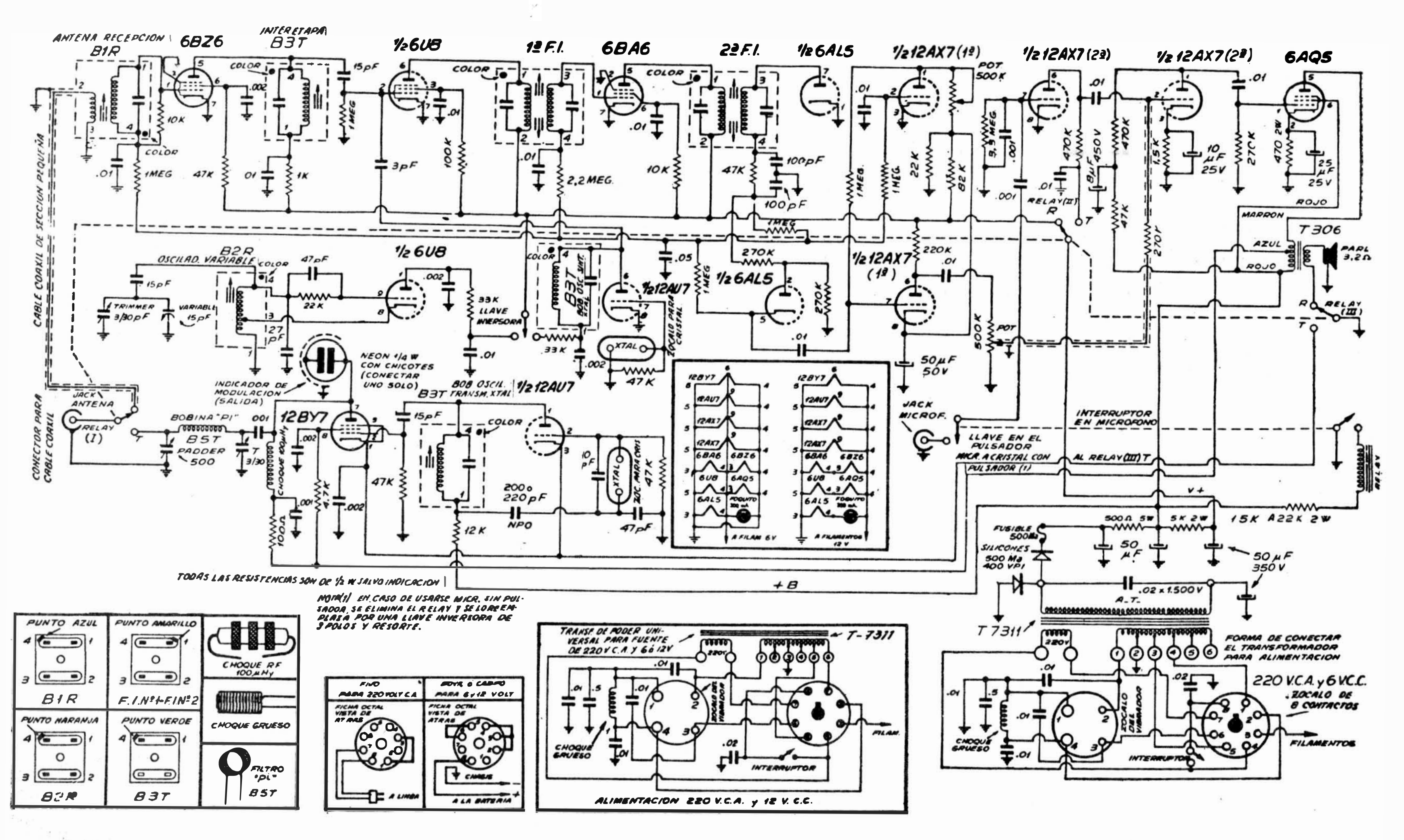


Fig. 174. — Circuito completo de un transceptor a válvula de 5 W para BC.

alimentación desde la red de alterna de 220 Volt, otra para acumulador de 12 V y la tercera para acumulador de 6 V, debiendo elegirse un par que incluya la de 220 V y una de las dos de baja tensión, pues el vibrador que lleva el equipo hay que pedirlo para 6 ó para 12 V de cc. Cuando se usa sintonía manual, para lo cual hay un dial en el panel frontal, se pasa la llave inversora de los osciladores a la izquierda y cuando se sintoniza frecuencia fija, se la pasa a la derecha. Las otras conmutaciones para pasar de recepción a transmisión se hacen en forma automática mediante un relay que conmuta la entrada del amplificador de audio, insertando allí el micrófono, desconecta el parlante, pasando el primario a su función como autotransformador de modulación y cambia la entrada del cable coaxil que viene de la antena, para aplicarlo a la bobina de entrada del receptor o recibir allí la señal de salida del emisor. Este coaxil de antena puede ser del tipo RG8U para antenas fijas y RG58U para antenas móviles. En el circuito aparecen dentro de un recuadro las conexiones de los filamentos de todo el equipo; en otro recuadro está el código para las conexiones de todas las bobinas; un tercer recuadro da las variantes en el caso de reemplazar la entrada de 6 V por la de 12 V. Si se desea usar un micrófono sin pulsador, puede eliminarse el relay y usar en su lugar una llave tipo intercomunicador, con tres secciones inversoras y resorte de vuelta atrás. La fábrica suministra la información técnica sobre la performance del receptor, dando una sensibilidad de 1 μV para unos 10 dB de relación señal-ruido, estabilidad de frecuencia del orden de 0,005 % (con cristal) y potencia de salida de 2,5 Watt.

Los valores de los componentes y sus características se indican expresamente en el esquema, excepto las de las bobinas y choques, para los cuales se da el código de fabricación y conexión.

Tranceptor híbrido de 5 W para BC

Dentro del mismo sistema de ofrecer el equipo armado o en forma de kit, la misma fábrica RINOR presenta el modelo Nº 77 que tiene una combinación de válvulas y transistores y cuyo circuito general se muestra en la figura 175. Tiene en total 10 transistores, 6 diodos, 4 válvulas y 10 cristales y sus características generales son: el receptor es totalmente transistorizado mientras que el transmisor usa válvulas en todas sus secciones. La sintonía es a cristal tanto en recepción como en transmisión, con 5 canales a elección.

En el receptor encontramos una etapa de R. F. con el transistor Q_1, un mezclador Q_2 al cual se acopla el oscilador a cristal Q_3, dos etapas amplificadoras de F. I. con los transistores Q_4 y Q_5, un detector a cristal D_1 y el amplificador de audio que lleva los transistores Q_6 a Q_9 con salida al parlante de 3,2 Ohm.

En el transmisor se ve el oscilador a cristal 12BY7 y la amplificadora de R. F., otra 12BY7; el modulador comprende dos etapas triodo con un 12AX7 y la amplificadora 6AQ5.

Las combinaciones de maniobra son similares al equipo anterior, pudiéndose conmutar la antena para ser usada tanto en recepción como en transmisión. La alimentación está prevista tanto para 6 V como para 12 V y en el esquema se ven los cambios por realizar para adoptar una u otra. También hay un esquemita que permite reemplazar el micrófono a cristal del circuito general por una cápsula a carbón, en cuyo caso se reemplaza la 12AX7 por una 12AU7.

Todos los materiales para armar este equipo vienen provistos por la fábrica en el kit, de modo que no es necesario dar la descripción de las bobinas, choques y transformadores. El esquema indica también los cambios por realizar cuando este equipo se utilice en automotores, en cuyo caso se encuentran las dos variantes de positivo o negativo a masa. La fábrica suministra las indicaciones para el ajuste del equipo en el manual de operaciones, de modo que el armador no tendrá dificultades, a pesar que el procedimiento es completamente similar a los explicados para todos los equipos vistos hasta aquí.

Transmisor a transistores de 5 W para BC

La potencia máxima autorizada en banda ciudadana es de 5 Watt y entonces muchos armadores desean proyectar sus equipos para que rindan esa cifra. En páginas anteriores hay circuitos que cumplen con esa condición pero falta un proyecto de transmisor totalmente transistorizado ya que el receptor ya lo tenemos. Cuando se habla de transmisores de cierta potencia que funcionen con transistores, ya sabemos por haberlo mencionado anteriormente que aparecen algunas dificultades; la principal emana de la baja impedancia interna de los transistores de potencia lo que dificulta el acoplamiento a la antena, la que tiene generalmente 50 Ohm.

En atención a esas consideraciones y al hecho de que en nuestra plaza no existe todavía un surtido completo de transistores de potencia, presentamos el proyecto que vemos en la figura 176 que contiene transistores RCA.

Veamos el circuito. La primera etapa es un oscilador Colpitts a cristal con el transistor 40080, cuya señal pasa a una etapa excitadora con el transistor 40081; de aquí pasamos a la etapa

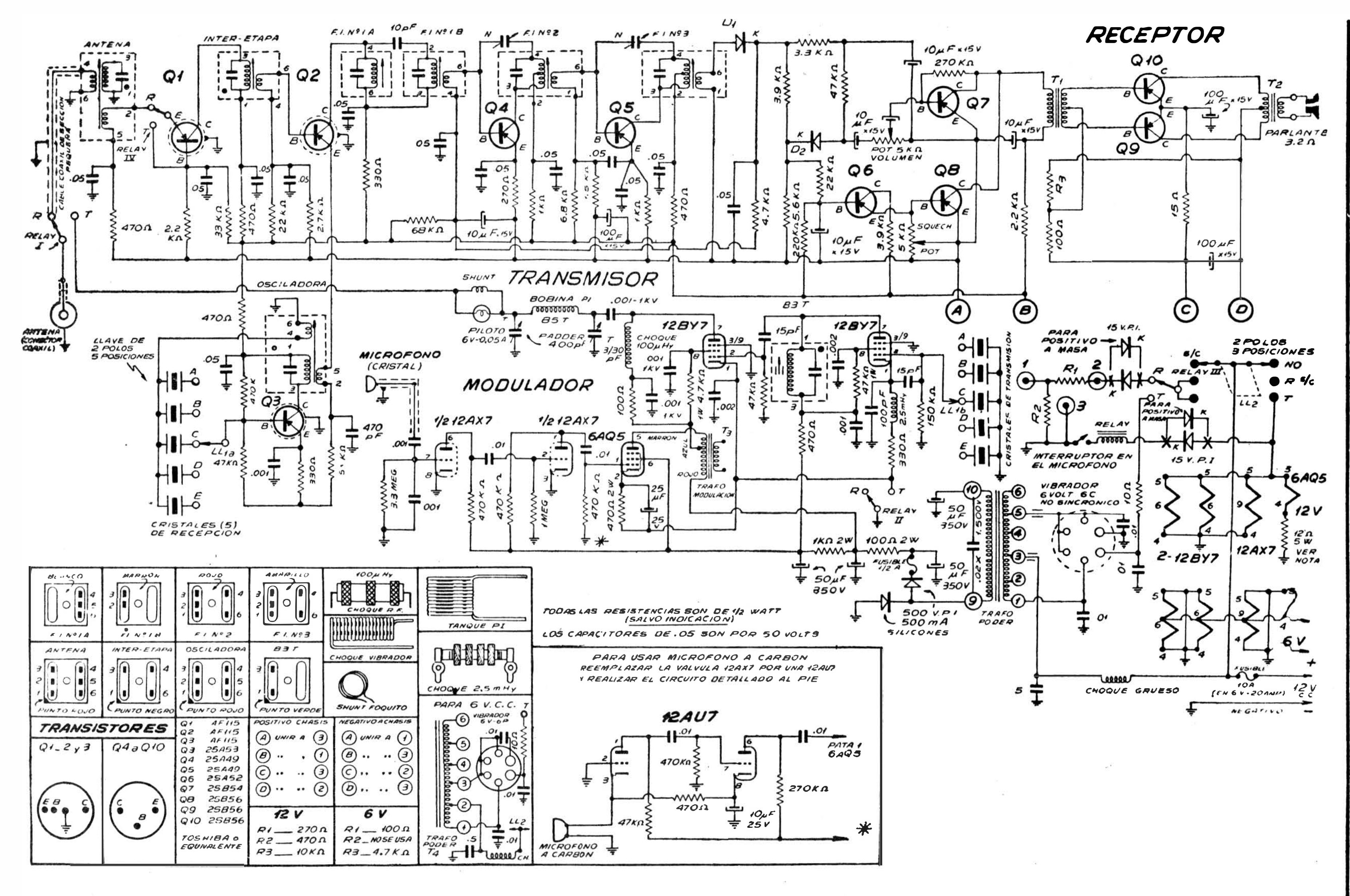


Fig. 175. — Circuito general de un transceptor híbrido de 5 W para BC.

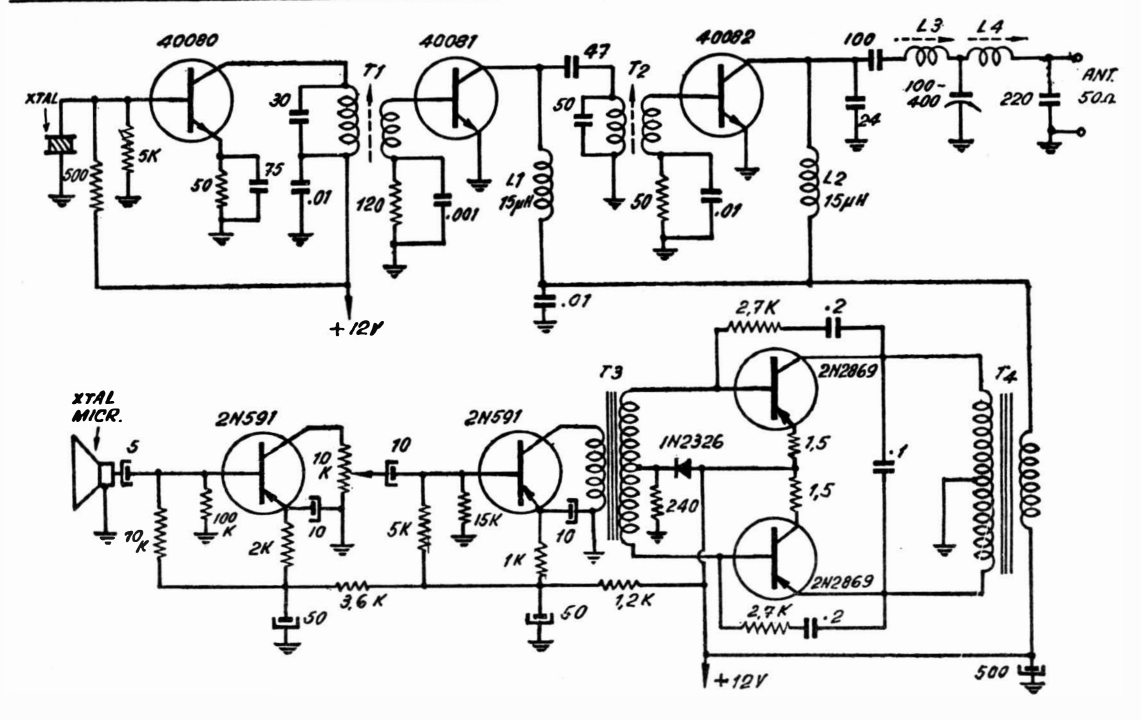


Fig. 176. — Esquema de un transmisor de 5 W a transistores para BC.

amplificadora de potencia en R. F. con un transistor 40082. En el modulador encontramos un transistor 2N591 como preamplificador para el micrófono a cristal, otro 2N591 como excitador y la etapa final simétrica con dos transistores 2N2869. La alimentación del equipo es para 12 V de continua, de modo que puede ser llevado sobre vehículos automotores.

Los elementos por construir o adquirir por el armador requieren una especificación completa; veamos esos datos:

Choques L_1 y L_2: 50 espiras juntas de alambre de 0,8 mm sobre forma de 15 mm.

Bobina L_3: 11 espiras de alambre de 0,8 mm sin espaciar sobre forma de bobina con núcleo de ferrita de 6,35 mm, roscada.

Bobina L_4: 7 espiras con iguales características que la anterior.

Transformadores T_1 y T_2: sobre formas con núcleo de ferrita roscado de 6,35 mm se devanan un primario con 14 espiras juntas de alambre de 0,5 mm y un secundario de 3 espiras del mismo alambre.

Transformador T_3: Tipo de entrada de audio, primario de 2.500 Ohm y secundario de 200 Ohm con punto medio.

Transformador T_4: Tipo de salida de audio, primario 100 Ohm con punto medio y secundario 30 Ohm para 1 Amper.

Los transistores de potencia, tanto el de R. F. como los dos de audio llevan sus correspondientes disipadores en la forma habitual. Para la puesta en frecuencia de las etapas amplificadoras se sigue el procedimiento ya explicado para otros equipos y lo mismo para el ajuste de carga de antena, ya que se trata de un tanque doble *pi*, con un solo capacitor variable y dos bobinas con núcleo ajustable.

Banda Delta

Para la zona del delta del Paraná se halla habilitado un canal contiguo a los de banda ciudadana, exactamente en 27.945 Kc/s, que puede operarse con equipos de BC siempre que se le coloque el cristal adecuado. Esta banda se denomina *Banda Delta* y los circuitos que se emplean para ella son los que ya han sido tratados en el presente capítulo.

Banda Agraria

Para fincas alejadas de los centros urbanos, que generalmente no tienen conexión a la red telefónica, se puede usar para comunicaciones la banda de 80 metros, dentro del horario de 7 a 10 horas. Sus equipos deben cumplir con la reglamentación vigente para esa banda y sus circuitos han sido ya tratados en otros capítulos de este libro.

Día 11

Con todo lo que hemos visto sobre transmisores y receptores parecería que hemos agotado el tema pero no es así; siempre hay nuevos asuntos para tratar dentro del temario general que nos hemos impuesto. Para esta jornada hemos reservado la descripción de un sistema de transmisión que se aparta de los que hemos visto y que será, sin duda alguna, el que se adopte en el futuro. La razón de ello está principalmente en la congestión operada en las bandas de aficionados por el ancho que ocupa cada estación en el espectro de frecuencias, cosa que no se puede remediar otorgando bandas más amplias por la cantidad de servicios de comunicaciones existentes. Los equipos para este nuevo sistema son más complicados y por ello los aficionados no lo adoptarán si no se les obliga, y como esto último ocurrirá algún día no muy lejano hemos considerado conveniente ocuparnos del tema aunque sin llegar a dar proyectos concretos hasta que sea necesario. Por otra parte la realización de estos equipos es posible contando con los elementos que los fabricantes todavía no los producen en nuestro medio por las razones antedichas, de modo que nos conformaremos con estudiar el tema y los circuitos básicos. En alguna próxima edición de este libro, si ya se utilizaran estos equipos, serían incluidos los proyectos reales necesarios.

BANDA LATERAL UNICA (BLU)

La sola lectura del título de este capítulo nos permite intuir la naturaleza del tema; sin decir más nos damos cuenta que estudiaremos la transmisión y recepción de señales que no tienen portadora y que de las dos bandas laterales sólo contienen una. Pero para muchos lectores este asunto de las bandas laterales es todavía un poco misterioso y entonces nos dedicaremos a aclararlo debidamente.

Bandas laterales

Sabemos bien lo que es una onda modulada, pues bastaría volver al capítulo 1 para observar la figura 18 y recordar que una señal de R. F. cuya amplitud varía siguiendo un ritmo que responda a una onda de audio no es otra cosa que una señal A_3 u onda modulada en amplitud. Pero debemos ubicar esta onda en el espectro de frecuencia, o sea en un gráfico en el cual se marcan las frecuencias en el eje horizontal y ver qué pasa con las zonas vecinas a la frecuencia de la onda portadora.

Por otra parte, al estudiar los receptores superheterodinos hemos aprendido que si se mezclan dos señales, el resultado del batido o heterodinaje es otra señal cuya frecuencia es la diferencia de las dos que teníamos antes de la mezcla. En realidad, también se obtiene una señal cuya frecuencia es la suma de las dos anteriores, pero de eso no nos ocupamos en el estudio de receptores porque no interesaba, ya que la suma de frecuencias caía completamente fuera de resonancia. Bien, entonces si mezclamos dos señales, una de R. F. y otra de audio, tendremos otras dos señales, una cuya frecuencia es la suma y otra la diferencia entre las dos que teníamos. Pongamos un ejemplo para facilitar la comprensión de esto.

Suponemos una onda portadora de 1.000 Kc/s, la que mezclamos con una señal de audio de 5.000 c/s o sea de 5 Kc/s. Al mezclar esas dos señales resultarán otras dos cuyas frecuencias serán la suma (1.000 + 5 = 1.005) y la diferencia (1.000 — 5 = 995) respectivamente. Si dibujamos esto en el espectro de frecuencias, tal como lo muestra la figura 177, lo comprenderemos mejor. La portadora aparece en el punto

de frecuencia 1.000 Kc/s y al modular esa portadora con una señal de audio de 5 Kc/s tendremos dos señales en las frecuencias de 995 y

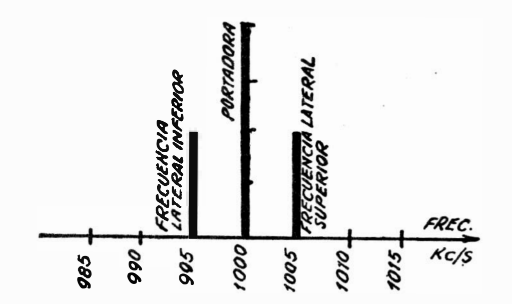


FIG. 177. — Ubicación de la onda portadora y las bandas laterales.

1.005 Kc/s, que aparecen en el mismo gráfico y que se llaman *frecuencias laterales.*

Claro está que las frecuencias laterales no son fijas, o sea que no están apartadas siempre de la portadora en una cantidad constante, como la de 5 Kc/s de la figura 177, puesto que la señal de audio es de frecuencia constantemente variable entre pocos ciclos y varios kilociclos por segundo. De este modo las frecuencias laterales aparecen a los costados de la portadora en la forma como lo muestra la figura 178. En realidad, todas esas frecuencias laterales ocupan espacios que son verdaderas bandas, por lo que toman el nombre de *bandas laterales.* Toda transmisión de una señal modulada en amplitud lleva implícita la ocupación en el espectro de

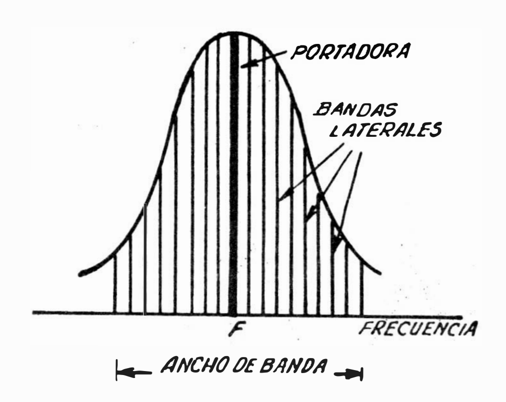


FIG. 178. — En realidad, las bandas laterales cubren una parte del espectro.

una zona o banda que tiene un cierto ancho, el cual no puede ser ocupado por otra señal pues se produce interferencia, mezclándose los sonidos de ambas en el parlante. En transmisiones de aficionados en que solo se modula con la voz humana, la frecuencia máxima de la modulación es de unos 2.500 c/s, con lo que las bandas laterales tendrán ese ancho y la banda total ocupada por una estación será de 5 Kc/s. Este ancho se llama también *canal* de la emisión.

Si observamos la parte superior de la figura 179 vemos allí a una portadora *P* con sus dos bandas laterales y más afuera de ellas las bandas de seguridad, que se reservan para evitar interferencias; el canal ocupa así un ancho mayor que 5 Kc/s, digamos unos 6 Kc/s. Ahora mire-

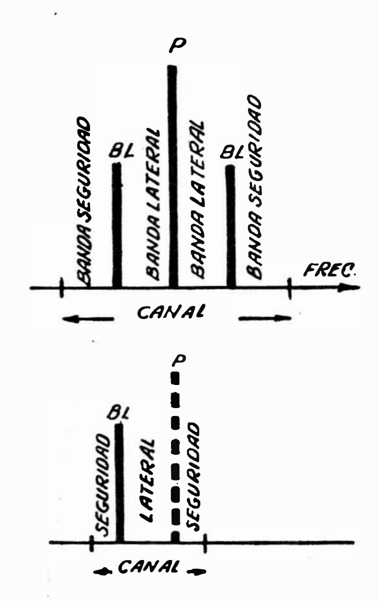


FIG. 179. — Comparación del ancho de canal en la onda común y la BLU.

mos un poco la parte inferior de esa misma figura: se ha dibujado punteada la portadora *P* y aparece solamente una banda lateral. Las zonas o bandas de seguridad son más angostas que antes, porque ellas son proporcionales al ancho total del canal y entonces llegamos a la conclusión de que si se usara una sola banda lateral el canal tendría la mitad o algo menos del ancho que cuando se usan las dos bandas laterales. Luego, en el espectro caben más canales, o sea más estaciones emisoras. Conclusión: el sistema de transmisión con una sola banda lateral, llamado de *banda lateral única* (BLU), permite el funcionamiento de más del doble de estaciones en una misma banda de frecuencias.

De paso, observemos que al dibujar punteada la portadora en la parte inferior de la figura 179 hemos querido advertir que en este sistema, el BLU, no solamente se suprime una banda lateral sino también la portadora. La pregunta ló-

gica es: ¿para qué suprimimos la portadora que aparentemente no nos molesta? El caso es que si hacemos el balance de potencias del transmisor, recordaremos que para modular una portadora de, digamos 100 Watt, necesitábamos 50 Watt de audio en el modulador; o sea que del total de potencia de 150 Watt, dos terceras partes corresponden a la portadora y el tercio restante a las dos bandas laterales, o sea la mitad de un tercio a cada una. En seguida se deduce que si suprimimos la portadora y una banda lateral, la potencia necesaria para transmitir se reducirá considerablemente. Queda contestada la pregunta acerca del motivo de supresión de la portadora, si bien el balance real de potencias no es tan optimista como el que hicimos anteriormente un poco a la ligera. Resumiendo, si una señal de banda lateral única llega a un receptor, y tiene una potencia igual a la mitad que la necesaria para modular al transmisor que la emitió, la sensación en el receptor será igual que si el emisor tuviera portadora y dos bandas laterales. Es evidente entonces la economía de potencia que se obtiene con el sistema de BLU, ventaja que se agrega a la de ocupar menor ancho en el espectro.

Bases del sistema BLU

Una señal de R. F. que es la portadora de cualquier transmisión debe existir, de lo contrario no tendríamos señal ni transmisión; luego, un transmisor para sistema BLU debe tener un oscilador donde se genera la portadora que tendrá la frecuencia básica de emisión. Además, tendremos un micrófono que capta la voz del operador y que será necesario amplificar: éste es otro elemento básico del transmisor, sea o no de BLU.

Ahora bien, necesitamos un dispositivo o circuito especial que suprima la portadora, con lo que nos quedarán dos señales de R. F., una de frecuencia ligeramente superior y otra ligeramente inferior a la portadora. Estas dos señales no tienen frecuencia fija, pero sus variaciones son pequeñas si se las compara con el valor alto de R. F.; por ejemplo, para una R. F. de la banda de 40 metros, digamos 7.300 Kc/s, la variación de las bandas laterales dijimos que era como máximo de 2,5 Kc/s, o sea un 0,033 %, luego no nos preocupa que tengan frecuencia variable.

El segundo paso es suprimir una de las bandas laterales, lo que se hace mediante circuitos especiales muy selectivos que se basan en el hecho de que las dos bandas laterales son siempre de frecuencias distintas y entonces se puede filtrar una de ellas.

Ahora nos queda una señal de R. F. que es una de las bandas laterales y que enviamos a la antena para ser emitida. Esta señal será captada por un receptor, pero para poder ser escuchada en parlante habrá que reinyectarle la portadora. Si recordamos que para escuchar ondas telegráficas tipo A_1 se utilizaba en el receptor un oscilador de batido para obtener un tono de audio, nos resultará simple entender que ahora dispondremos de un oscilador que nos generará la portadora, de frecuencia fija, la cual batiremos con la banda lateral captada, resultando por heterodinaje la señal de audio original.

Aquí cabe una pregunta: ¿tenemos el mismo rendimiento al detectar una sola banda lateral que en el caso común de ondas completas en las que se dispone de dos bandas laterales? La respuesta es afirmativa, por cuanto los detectores de los superheterodinos rectifican la señal modulada y se quedan con una sola banda lateral, despreciando la otra; entonces, si solo disponemos de una banda lateral tenemos forzosamente que elegir ésa en la detección, pero el rendimiento será el mismo. Más adelante nos ocuparemos de los receptores para BLU y veremos en detalle lo que acabamos de decir.

Todo lo que hemos dicho parece muy simple y en la práctica no lo es tanto, pues esos circuitos especiales que suprimen la portadora primero y que eliminan una banda lateral después son motivo de cuidadosos diseños, pero lo esencial es el principio en que se basa el sistema BLU o sea de banda lateral única.

Antes de entrar en los detalles de los circuitos podemos destacar las ventajas del sistema BLU sobre el convencional. Por lo pronto tenemos las dos ventajas ya mencionadas, una es la de ocupar menor ancho en el espectro, lo que permite ubicar en él el doble de estaciones emisoras: la segunda es la menor potencia necesaria para irradiar una señal de BLU, en cifras que son aproximadamente la tercera parte de la potencia de un emiosr convencional con portadora y dos bandas laterales. Ahora bien, el menor ancho del canal de transmisión hace que mejore la relación señal-ruido y las influencias del desvanecimiento de señales (fading). Contra esas ventajas está la mayor complejidad de los equipos, pero ése ya es otro problema.

Obtención de la banda lateral única

Veamos ahora cómo se encara el circuito de un transmiosr que debe entregar una señal de banda lateral única, para lo cual nos ayudaremos con el esquema en bloques de la figura 180. Lo primero que hay que hacer es un oscilador de frecuencia fija, que nos produce la portadora:

tal oscilador es a cristal para asegurar la constancia de frecuencia y tiene la particularidad de que no tiene todavía la frecuencia definitiva de la señal sino una mucho menor. Esto se hace así

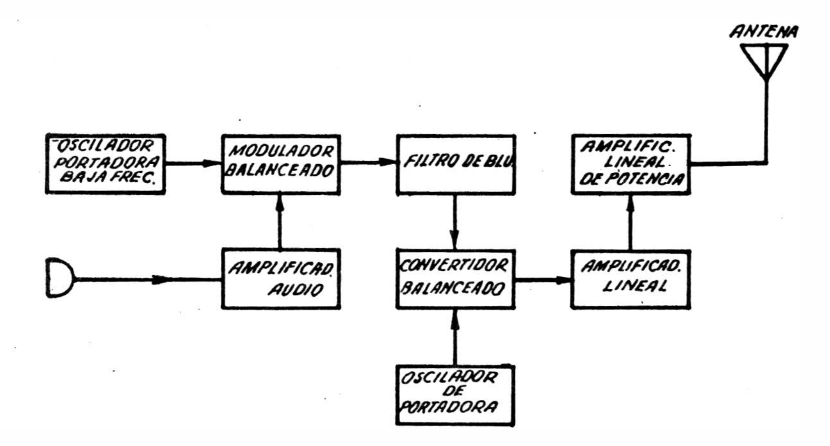


Fig. 180. — Esquema en bloques de un emisor para producir una señal de BLU.

porque se trabaja mejor en frecuencias bajas. El segundo cuadro que vemos es el *modulador balanceado*, al cual llegan dos señales: la portadora que proviene del oscilador y la de audio, que viene del amplificador de micrófono.

El modulador balanceado puede ser de distintos tipos, de los que describiremos por ahora dos de los más simples. En la figura 181 vemos el tipo simétrico que consta de dos triodos en el clásico montaje que se ha dado en llamar *push-pull*. La portadora se inyecta simultáneamente en las dos grillas, tal como si ellas estuvieran en paralelo; en tales condiciones, las corrientes alternas de placas circulan en sentido contrario por las dos mitades de la bobina *L* del

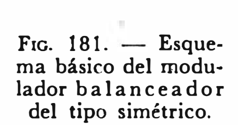
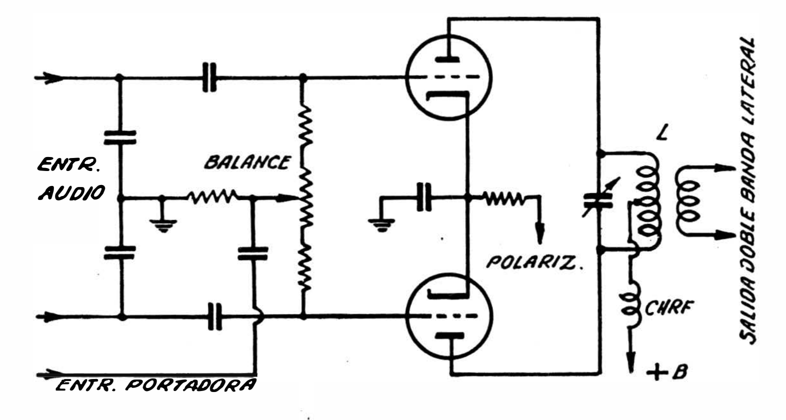



Fig. 181. — Esquema básico del modulador balanceador del tipo simétrico.

tanque y se cancelan. Ya tenemos la supresión de la portadora que es lo que se buscaba; el potenciómetro de *balance* se encarga de compensar las pequeñas diferencias habidas entre las válvulas y componentes del circuito para lograr una efectiva cancelación. Ahora veamos qué hacemos con la señal de audio, la cual se aplica a las grillas pero en dos mitades con fases opuestas, tal como en todo sistema push-pull. Al mismo tiempo, la polarización de las válvulas es tal que trabajan en una zona de curvatura de sus característica, de modo que se produce modulación, según lo estudiamos en el capítulo 4. Tendremos así que a la salida, en el circuito tanque de placas, la portadora no aparece por haberse cancelado; la señal de audio desaparece por la baja impedancia de ese tanque a la frecuencia de audio; y las dos bandas laterales, producto de la modulación estarán presentes sin cancelación. Más adelante deberá suprimirse una de ellas.

El otro sistema de modulador balanceado se muestra en la figura 182. Se emplea un puente de diodos conectado sobre una serie resistiva a cuyo centro se aplica la portadora, mientras que a la diagonal *CD* se le aplica la señal de audio. Veamos lo qué ocurre con la portadora sola:

en los semiciclos positivos de ella serán positivos los puntos *A* y *B* siendo nula la diferencia de potencial entre ellos y no hay tensión a la salida. En los semiciclos negativos de esa portadora tampoco hay diferencia de potencial entre *A* y *B*, de modo que no tenemos tensión a la salida.

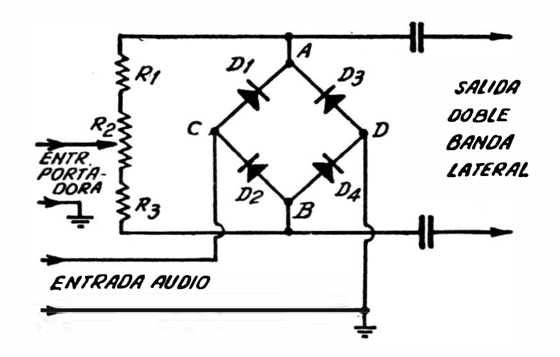


Fig. 182. — Esquema básico del modulador balanceado a puente.

Si aplicamos señal de audio al puente la situación se altera y por la serie de resistores circulará corriente cuya intensidad será proporcional a la amplitud de la señal de audio; pero en el puente, las ramas a los costados de los puntos *C* y *D* son diferentes por las polaridades de los diodos; ahora sí aparecen diferencias de potencial entre los puntos *A* y *B* y tendremos tensión

la etapa siguiente, donde deberá suprimirse una de ellas.

Si volvemos a la figura 180 vemos que el siguiente cuadro es el filtro de BLU, o sea el dispositivo en el cual se suprime una de las bandas laterales; como esta operación ya debe ser analizada en detalles, la veremos por separado. En ese lugar se acopla otro cuadro llamado *convertidor balanceado,* el cual recibe señal de un *oscilador de portadora.* Veamos qué son esas dos secciones del circuito.

Hemos dicho que el oscilador básico de portadora de un sistema de BLU es de frecuencia baja, siempre R. F. pero baja. Entonces, una vez que hemos suprimido la portadora y una de las bandas laterales debemos llevar a la señal a su frecuencia de operación, lo que se hace con un convertidor balanceado. Cuando en un transmisor convencional queríamos aumentar la frecuencia recurríamos a los multiplicadores de frecuencia (dobladores, cuadruplicadores, etc.); en BLU no podemos hacer eso porque la señal ya está modulada y cualquier alteración de la forma de onda daría por resultado una deformación de la señal de audio inyectada en la portadora, la cual es en realidad una banda lateral. Pero podemos producir heterodinaje entre esa señal de BLU y una nueva portadora de la frecuencia de operación, la cual la produce un oscilador especial que hemos llamado oscilador de portadora en la figura 180. Si la salida de

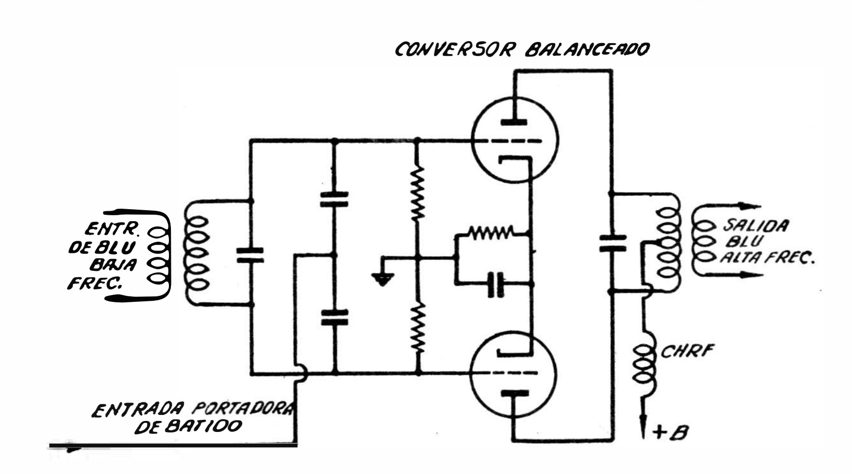


Fig. 183. — Esquema básico del conversor balanceado para BLU.

a la salida. Esa tensión sigue las fluctuaciones de audio pero queda aplicada como variación de amplitud de la corriente en la serie de resistores, es decir que tendremos señales moduladas; como la portadora se cancela por lo que vimos antes, esas señales moduladas no son otra cosa que las dos bandas laterales, las cuales pasan a

ese batido de frecuencias lo sintonizamos a la frecuencia suma de las dos originales, tendremos una señal de la frecuencia de operación: esto es lo que se hace con el amplificador lineal que también vemos en la figura 180, cuya salida va a un amplificador de potencia que es el que en definitiva pondrá la señal en antena.

Veamos cómo es ese convertidor balanceado que hemos mencionado, uno de cuyos montajes mostramos en la figura 183. Se trata de un montaje simétrico con dos válvulas a cuyas grillas se aplica como si estuvieran en paralelo la portadora de alta frecuencia y, en forma de dos señales simétricas, la señal de BLU que teníamos, y que es una sola banda lateral modulada. La polarización lleva a las válvulas a un punto de curvatura de sus características, de modo que

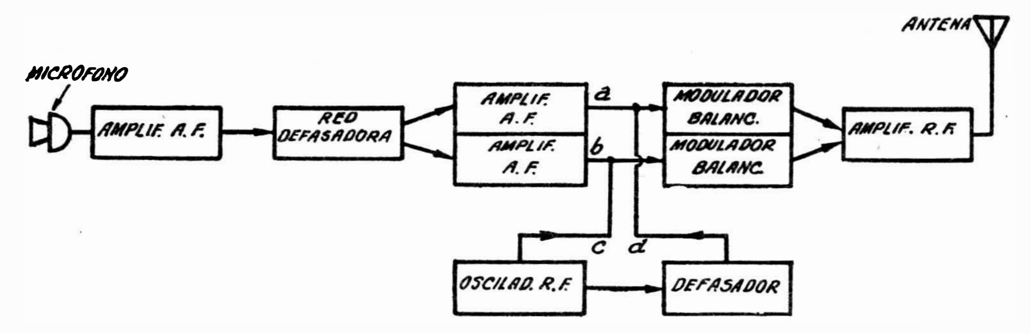


FIG. 184. — Esquema en bloques del sistema de BLU por desplazamiento de fase.

del batido surge una señal cuya frecuencia es la suma de las dos de entrada, conservándose la modulación. La nueva portadora inyectada se cancela en el tanque de salida y la BLU de baja frecuencia se elimina por ser baja para ella la impedancia del tanque.

El amplificador de potencia que sería la última etapa del transmisor de BLU no puede ser en clase *B* o *C* porque deforman la onda de R. F. y ello ocasionaría distorsión de audio, ya que esa onda ya está modulada. Entonces, los amplificadores finales de los transmisores de BLU deben ser lineales, o sea en clase *A*. Esto trae la desventaja del menor rendimiento pero no debemos olvidar que podemos trabajar con potencias del orden de la tercera parte de las que usamos en los transmisores convencionales con igual efecto en los receptores.

BLU por desplazamiento de fase

Hasta aquí hemos explicado en forma muy simplificada la manera de obtener una banda lateral solamente, la que estará modulada por la señal de audio que proviene del amplificador de micrófono. Quedaron en el camino varios puntos que ofrecimos detallar, uno de los más importantes de los cuales es el sistema de suprimir una de las bandas laterales que salen del modulador balanceado. Pero precisamente en este detalle se producen las diferencias entre los sistemas en uso de BLU, que son tres en la actualidad, y que se llaman: por *desplazamiento de fase*, por *filtros pasabanda* y por el que se conoce como *tercer sistema*, que es de origen euorpeo. Nos ocuparemos ahora del primero que hemos mencionado.

El sistema por desplazamiento de fase se ilustra en forma de bloques en la figura 184 y se basa en las relaciones vectoriales o de fase entre la portadora y las bandas laterales. La señal de audio del micrófono se amplifica y se divide en dos componentes iguales pero defasadas en 90°, cosa que se consigue por medios eléctricos en la red defasadora, de donde las dos señales pasan a amplificadores *a* y *b*. Al propio tiempo se tiene un oscilador de R. F. que proporciona una señal que también sufre un proceso defasador, de modo que entran a los amplificadores de audio *a* y *b* las dos señales de R. F. que llamamos *c* y *d*, defasadas en 90° entre sí. Estas cuatro señales entran a los moduladores balanceados, los que sabemos que suprimen las portadoras, o sea las señales de R. F.; además, debido al defasaje entre las señales, una de las bandas laterales se refuerza y la otra se atenúa hasta eliminarse. Finalmente pasamos al amplificador final que alimenta la antena.

Veamos los circuitos encargados de realizar las misiones descriptas, que son, evidentemente, algo complicadas. La figura 185 nos muestra el amplificador de audio que comienza en un micrófono y termina en un circuito puente que defasa convenientemente las dos señales de salida para obtenerlas iguales y con defasaje de 90° entre sí. Tales señales se aplican a dos triodos que son los amplificadores *a* y *b* que mencionamos antes, y cuyas salidas 1 y 2 se aplican a las entradas 1 y 2 del circuito que sigue, que vemos en la figura 186. Volviendo a la figura 185, el control P_1 es el de *volumen*; el P_2 es el de *balance* que se encarga de dar igual

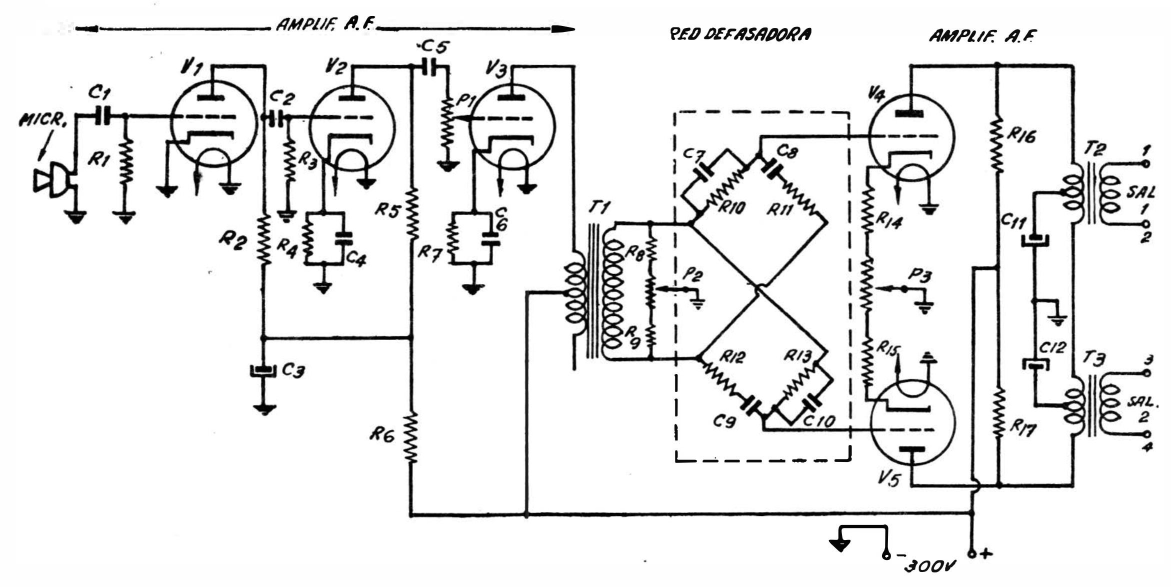


FIG. 185. — Amplificador de audio para el sistema por desplazamiento de fase.

amplitud a las dos señales de audio; todavía, para uniformar más esas señales por diferencias que podrían producir las desigualdades entre las dos válvulas V_4 y V_5 se tiene un segundo control de *balance* P_3.

Veamos ahora la sección de R. F. de nuestro equipo BLU, que tenemos en la figura 186. V_1 es una etapa osciladora a cristal que tiene como tanque dos circuitos sintonizados acoplados entre sí por vía inductiva y por vía capacitiva (C_3). El segundo tanque actúa como defasador, tomándose las dos señales de R. F. por las bobinas B_6 y B_7. Inmediatamente vemos dentro de un recuadro los moduladores balanceados, que son de un tipo similar al de la figura 182, y con potenciómetros equilibradores P_1 y P_2. La llave inversora L permite invertir la fase de una de las dos señales de audio, con lo que puede elegirse la banda lateral superior o la inferior para obtener la señal de salida definitiva. La etapa final es una válvula V_2 que es un amplificador lineal, por lo que trabaja en clase AB_1.

No aparecen en los circuitos exhibidos los detalles concernientes al conversor balanceado para

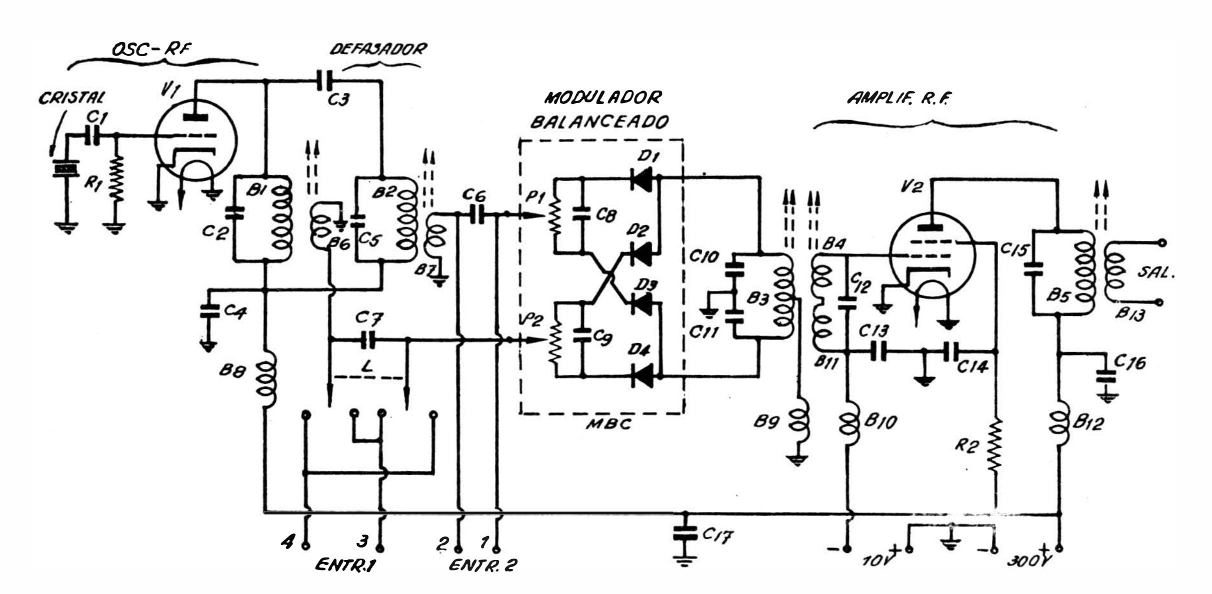


FIG. 186. — Sección de R.F. para el sistema por desplazamiento de fase.

elevar la frecuencia de la señal de salida, del que nos ocupamos antes. Ello se debe a que es posible trabajar desde el comienzo con la frecuencia de emisión, si ella no es muy alta. Caso contrario, debe agregarse tal circuito.

aquí pasamos a una etapa mezcladora, a la que también se aplica un segundo oscilador de R. F.; se trata de lo que ya sabíamos, es decir de elevar la frecuencia de esa señal hasta el valor de operación. En este mezclador o conversor, cuyo funcionamiento ya ha sido explicado (figura 183) se obtiene la suma de las frecuencias inyectadas en forma de banda lateral única. Finalmente entramos a un amplificador lineal que envía señal a la antena.

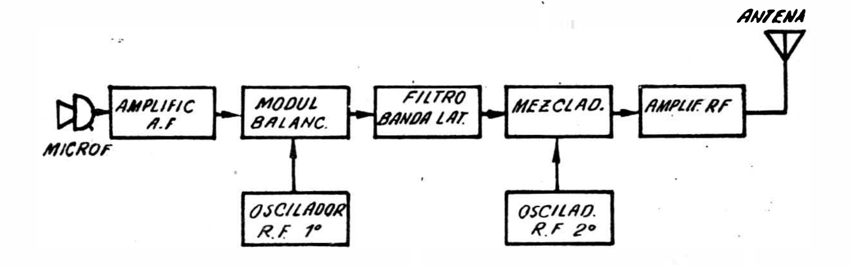
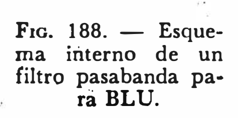
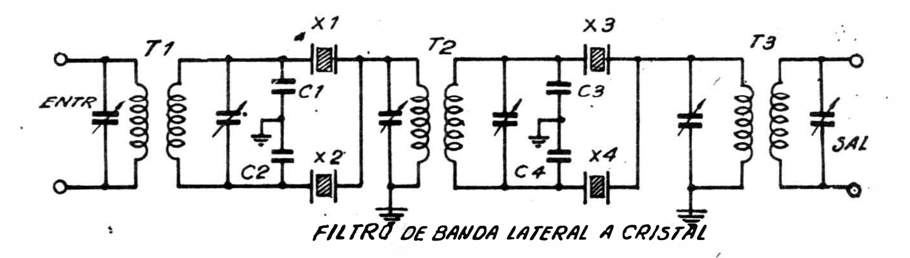


FIG. 187. — Esquema en bloques del sistema de BLU por filtros pasabanda.

Cabe destacar que el sistema de BLU por desplazamiento de fase tiene menor cantidad de etapas que el que veremos a continuación, pero es de ajuste más complicado, por la necesidad de obtener defasajes precisos en las señales de audio y de R. F., cosa que en la práctica no es simple. Ocurre entonces que quedan residuos de la banda lateral eliminada, lo cual puede tener importancia si las reglamentaciones vigentes en la materia especifican límites para ese residuo.

Es interesante mencionar detalles acerca del filtro de banda lateral, o sea el encargado de suprimir una de las dos bandas después de la modulación balanceada. Se trata de filtros pasabanda, que suprimen todas las señales por encima y por debajo de dos límites fijados, dentro


FIG. 188. — Esquema interno de un filtro pasabanda para BLU.



BLU por filtros pasabanda

En este segundo sistema de BLU no se producen las diferencias de fase entre las señales de audio y de R. F. para eliminar una de las bandas laterales sino que se emplean filtros muy selectivos para ese mismo fin. La figura 187 nos muestra el diagrama en bloques de este sistema, para facilitar la comprensión del lector.

Tenemos en primer término el micrófono con su amplificador y más abajo el generador de la portadora de R. F., llamado primer oscilador. Las dos señales, o sea la de audio y la de R. F. se aplican a un modulador balanceado de alguno de los tipos vistos anteriormente, del cual salen las dos bandas laterales ya sin la portadora. Aquí aparece el filtro de banda lateral, que elimina una de ellas y permite el paso de la otra. De

de los cuales está la banda lateral que se quiere mantener. Se diseñan para trabajar en frecuencias desde los 20 Kc/s hasta los 10 Mc/s, según las necesidades y como su elaboración es compleja, son de diseño comercial: todavía no se los encuentra en nuestro medio. Los de frecuencias más bajas emplean bobinas con núcleo de hierro

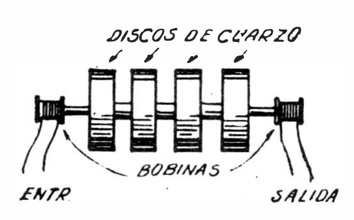


FIG. 189. — Disposición constructiva de un filtro de cuarzo.

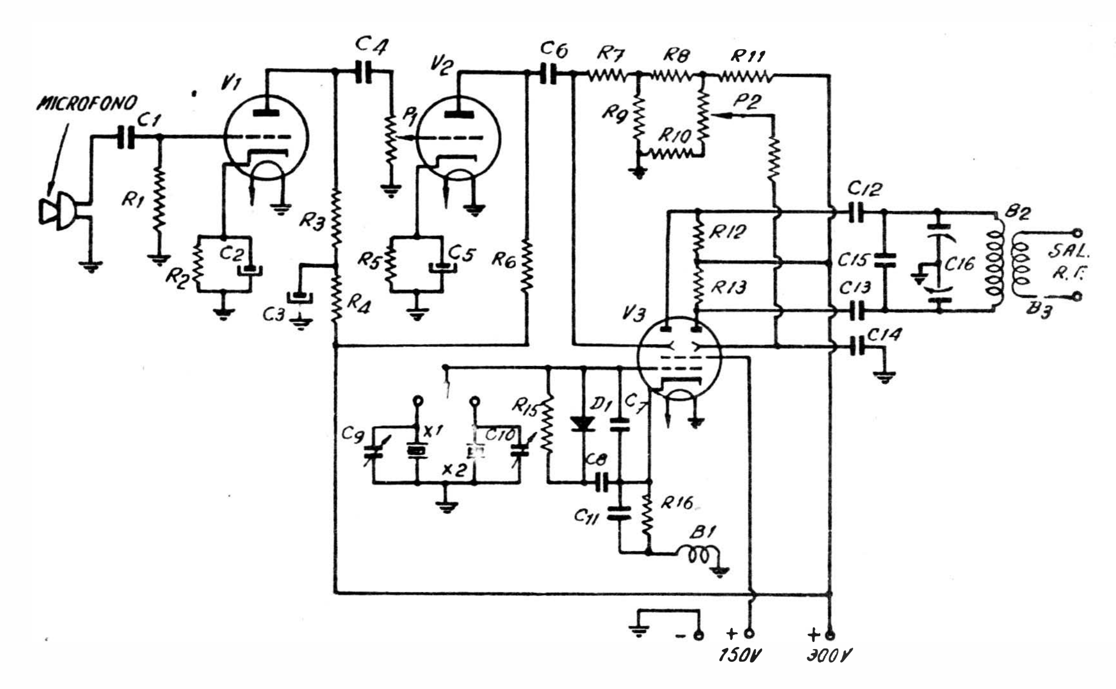


FIG. 190. — Amplificador de audio para el sistema de BLU por filtros pasabanda.

toroidal, es decir en forma de anillo; los de frecuencias medias y altas utilizan cristales o filtros electromecánicos. La figura 188 nos muestra el circuito interno de un filtro pasabanda a cristales que emplea transformadores de F. I.; los cristales tienen frecuencias que difieren en cada par en 1,8 Kc/s.

Los filtros electromecánicos se construyen con una serie de pastillas de cuarzo dispuestas en hilera, que resuenen a la frecuencia deseada. Para obtener la vibración mecánica en las pastillas se colocan bobinas alimentadas por las corrientes de las señales que se deben filtrar; tales bobinas tienen colocados núcleos que apoyan en las obleas de cuarzo, tal como lo muestra la figura 189, que producen las vibraciones y los

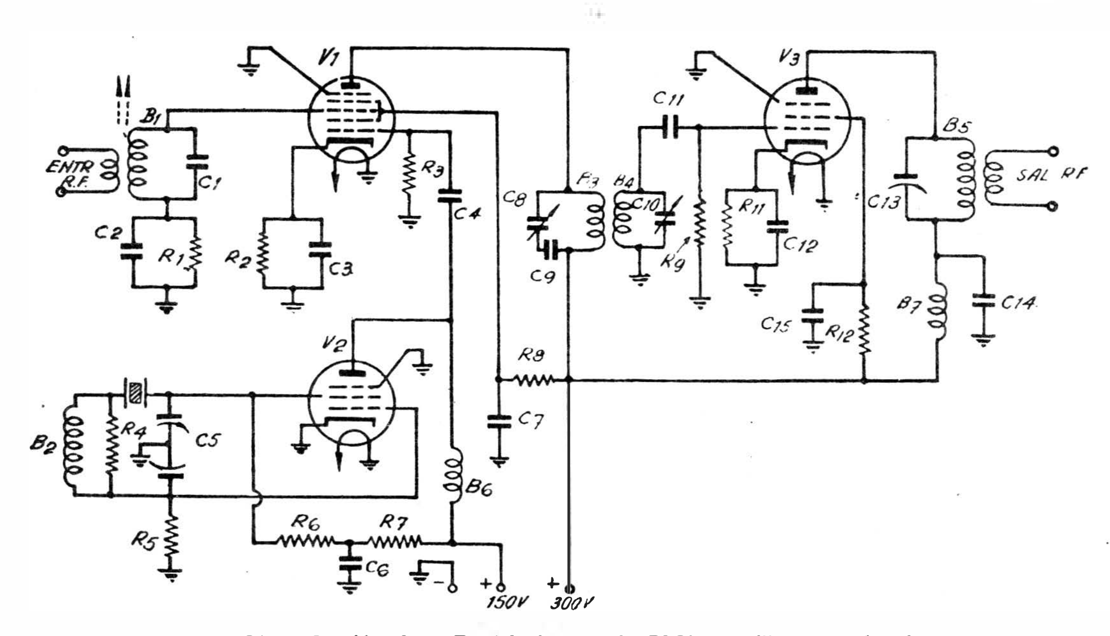


FIG. 191. — Sección de R.F. del sistema de BLU por filtros pasabanda.

cristales actúan. La característica sobresaliente de estos filtros electromecánicos es el corte abrupto de todas las frecuencias hacia arriba y hacia abajo de la banda pasante.

Ahora mostraremos los circuitos reales de aplicación de este sistema de BLU. La figura 190 muestra el amplificador de micrófono que consta de dos válvulas V_1 y V_2, de donde sale una se-

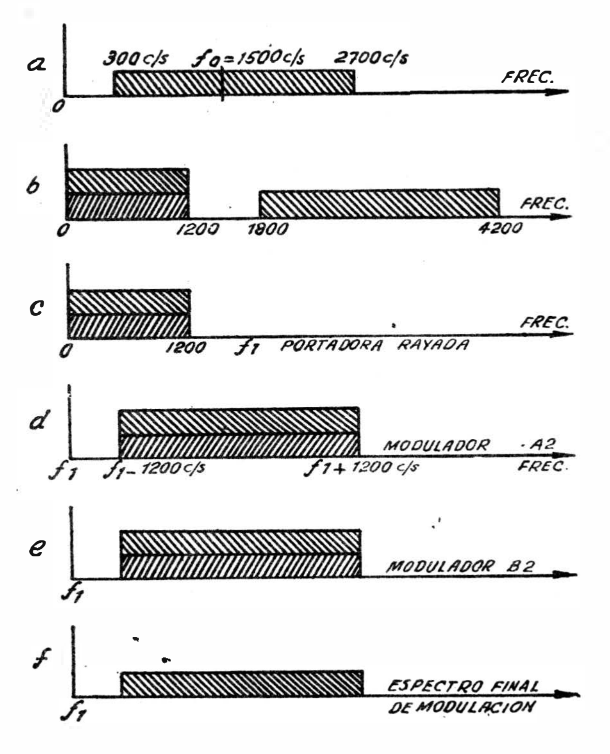


FIG. 192. — Principio en que se basa el tercer método de BLU.

ñal de audio de una ampiltud de un Volt. Esa señal la aplicamos a un modulador balanceado constituido por una válvula especial que tiene placas deflectoras (V_3 válvula 7360) a las que se aplica la señal de audio; al propio tiempo esa válvula oficia de oscilador de portadora, que tiene aplicados los cristales X_1 y X_2, que corresponden a las bandas laterales superior e inferior, pudiéndose elegir cualquiera; el diodo D_1 evita que la grilla llegue a ser positiva mediante una polarización negativa adicional. El balance de las dos señales que deben ser iguales se ajusta mediante el potenciómetro P_2 que controla la tensión de alimentación de las placas deflectoras y también con el capacitor variable C_{16} del tanque de salida. Hasta aquí hemos obtenido dos bandas laterales y hemos suprimido la portadora.

Luego debemos aplicar esa salida a un filtro a cristal como el de la figura 188, para suprimir una de las bandas laterales y de allí pasamos a la segunda parte del circuito, que aparece en la figura 191. Hacemos notar que en el ejemplo puesto se está trabajando con una frecuencia de 9 Mc/s, cuya señal se aplica a un conversor V_1 que está ligado a un oscilador a cristal V_2 que genera la frecuencia de operación requerida. Batiendo ésta con la banda lateral residual que teníamos se obtiene la banda lateral definitiva que pasa al amplificador lineal V_3 y de allí enviamos la señal a la antena.

BLU por el tercer método

Después de haber descripto los dos métodos anteriores al lector le quedará la impresión de que los sistemas de BLU son complicados, que requieren una gran cantidad de materiales y que algunos de ellos deben ser forzosamente de factura comercial, lo que implica a veces la dificultad de obtención en nuestro medio. Por estas razones hemos considerado de interés la descripción de lo que se ha dado en llamar *el tercer método*, presentado por primera vez por K. Weaver en 1956 y que ha dado origen a la fabricación en serie de equipos para BLU que emplean ese sistema. Esencialmente presenta la ventaja de que no se producen ni la portadora ni la banda lateral a eliminar.

Veamos el planteo general de la figura 192. La gama de audio empleada normalmente para transmisión de la palabra abarca desde 300 c/s hasta los 2.700 c/s, gama que aparece destacada en el gráfico (a); dentro de esta zona del espectro ubicamos una portadora de baja frecuencia f_0 = 1.500 c/s. Entonces aplicaremos a un modulador en anillo o de doble entrada, por un lado la portadora f_0 y por el otro la señal de audio limitada en frecuencia de la manera antes mencionada. A la salida de este anillo se obtienen dos bandas laterales, una superior que se extiende desde 1.800 c/s hasta 4.200 c/s y otra inferior formada por las dos mitades de la banda a transmitir, iguales y de sentidos contrarios, y que ocupan el espectro entre 0 y 1.200 c/s, tal como se ve en el gráfico (b). Una de las mitades contiene las componentes de audio entre 300 y 1.200 c/s y la otra mitad las restantes, en forma comprimida, y hasta el límite superior de audio utilizado. Como vamos a utilizar únicamente la banda lateral comprimida, eliminamos la superior mediante un filtro pasabanda, quedándonos lo que muestra el gráfico (c). Debido a que las frecuencias a filtrar no son contiguas con las que quedan, el filtro necesario no es tan estricto como

los que se requerían en los sistemas anteriores de BLU.

Siguiendo con la explicación, el gráfico (d) nos muestra que a la salida del modulador se obtienen dos bandas laterales simétricas cuyo centro en frecuencia es la portadora fantasma de 1.200 c/s. Las frecuencias de los extremos están dadas sumando y restando esta cifra de das laterales inferiores comprimidas, que llamamos uA_2 y uB_2, y que a su vez son aplicadas a otros dos moduladores en anillo A_2 y B_2 que tienen aplicada la portadora de alta frecuencia de 1,65 Mc/s, en dos fases separadas de 90°. A la salida de B_2 aparece el espectro de frecuencias que marca el gráfico (d) de la figura 192 y a la salida de A_2 tenemos el espectro indicado

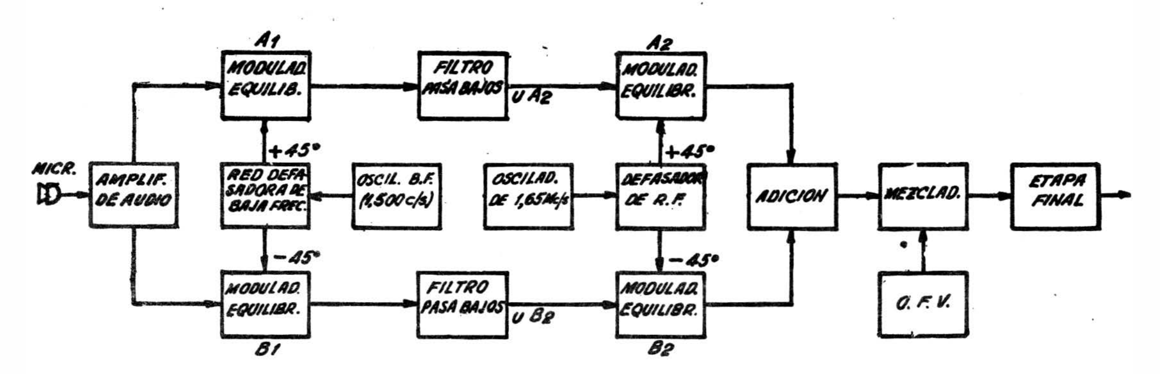


FIG. 193. — Diagrama en bloques del tercer método para BLU.

1.200 c/s. La superposición indica que las dos bandas transmiten a la vez la misma información, por lo que es prudente suprimir una de ellas mediante un dispositivo de compensación. El gráfico (e) nos muestra la entrada al modulador *B* y el (f) muestra que ya se ha operado la eliminación de una de las bandas superpuestas, quedando solamente la definitiva.

El diagrama en bloques de la figura 193 nos permite seguir más de cerca el proceso que se opera en este sistema de BLU. Se han incluido allí el oscilador de baja frecuencia (1.500 c/s) y el de alta frecuencia (1,65 Mc/s), además del amplificador de audio. Si se desea salir en cualquiera de las bandas de aficionados, no hay más que agregar un conversor para modificar la frecuencia resultante de 1,65 Mc/s y llevarla hasta el valor deseado.

Veamos la marcha de las señales en el gráfico. Las señales de audio que salen del amplificador de micrófono excitan a dos moduladores en anillo A_1 y B_1 con sus entradas en paralelo, y que reciben a su vez a la portadora de 1.500 c/s, portadora que se hace pasar previamente por un defasador para tener dos señales que se apartan de una fase central en 45° a cada lado; o sea que los dos moduladores reciben dos portadoras de 1.500 c/s pero con defasaje de 90°, portadoras que hemos llamado f_0. Las salidas de los dos moduladores son pasadas a través de filtros pasabajos que suprimen las frecuencias superiores a f_0 de modo que solamente pasan las ban- por el gráfico (f). La suma de los dos gráficos, considerando las fases existentes, permite la subsistencia del espectro final deseado.

Un detalle que merece ser destacado es que si aplicamos un montaje superheterodino al modulador B_2, el conjunto trabaja como demodulador. Por ello, es posible hacer trabajar al conjunto como receptor, y entonces, mediante una llave selectora tendremos un transceptor. Una fábrica inglesa produce el modelo GR400 bajo la marca *Redifón*, que funciona de esa manera.

Veamos ahora el esquema general que corresponde al diagrama en bloques antes descripto. Se trata del circuito que mostramos en la figura 194. No aparecen en el esquema los generadores de 1.500 c/s y de 1,65 Mc/s, indicándose únicamente los puntos de aplicación a los defasadores. Estos dos osciladores son puramente convencionales y no ofrecerán dificultades de diseño. Hay cuatro potenciómetros de ajuste; primero se aplica señal de 1.500 c/s sin señal de audio y se retoca P_1 hasta que un auricular conectado en los extremos del mismo acuse sonido cero. Luego se coloca un indicador sensible de R. F. a la salida y se buscará el mínimo con P_2. La otra mitad del circuito (P_3 y P_4) se ajusta de la misma manera. Un osciloscopio puede ayudar a ajustar la cuadratura de las salidas de los defasadores alterando valores en la red *RC* de los mismos.

Los transformadores T_1 y T_2 son de relación 1:1, con 200 espiras en cada bobinado, con

alambre de 0,5 mm, hecho a alambres apareados. Los T_3 y T_4 son de relación 5,7:1 con 2.300 espiras en los primarios y 400 en los secundarios, usando alambre de 0,18 mm en el primario y de 0,4 mm en el secundario. Las inductancias indicadas en el esquema son: L_1 tiene 330 mH mediatamente que ella puede ser captada por una antena y recibir el tratamiento común en un superheterodino, pero solamente hasta llegar al detector. En ese punto, y tal como ocurría con las señales A_1 de portadora sin modular, debe reinyectarse la portadora para realizar la detec-

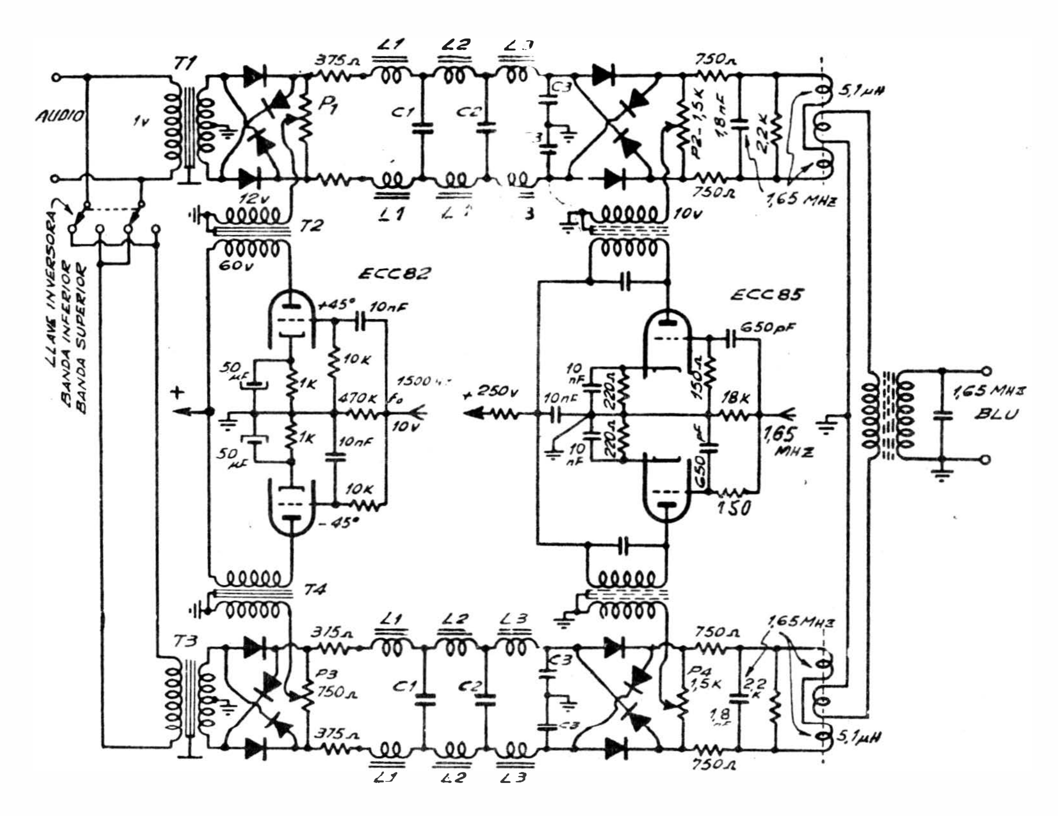


FIG. 194. — Esquema general que corresponde al diagrama en bloques de la figura 193.

y lleva 900 espiras de alambre de 0,18 mm; L_2 tiene 120 mH y lleva 530 espiras de alambre de 0,22 mm; L_3 tiene 90 mH y lleva 475 espiras de alambre de 0,22 mm.

Como consideración final podemos decir que la información suministrada no alcanza para realizar totalmente un equipo que suministre BLU por el tercer método si el que lo encara no tiene experiencia previa; hemos considerado interesante describirlo y seguramente no pasará mucho tiempo sin que aparezcan en plaza los elementos necesarios para realizarlo.

RECEPCION DE SEÑALES DE BLU

Si pensamos en una señal de banda lateral única, o sea que no tiene la portadora asociada pero sigue siendo de R. F., comprenderemos inción. Entonces, un receptor que tenga oscilador telegráfico puede captar perfectamente señales de BLU, pero el rendimiento obtenido no es notable y puede ser mejorado siguiendo algunas normas que veremos.

La reinyección de la portadora puede hacerse en cualquier lugar entre la antena y el detector, pero si meditamos brevemente comprenderemos que si la hacemos en la sección de R. F., esa portadora tendría que ser de frecuencia cambiante, según la señal sintonizada: en cambio, si la reinyección la hacemos en la F. I. donde la frecuencia ya es fija, el oscilador que genera la portadora puede ser de frecuencia fija, cualquiera sea la señal captada en la antena.

Además de la particularidad de tener un oscilador de frecuencia fija para batido (BFO), generador de la portadora faltante, los receptores para BLU presentan otras variantes con respecto

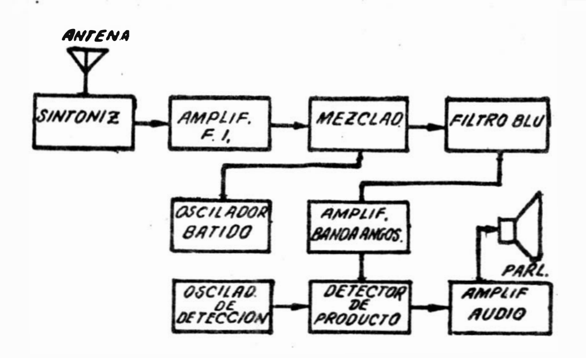


Fig. 195. – Diagrama en bloques de un receptor para señales de BLU.

a los comunes de ondas A_3, y ellas son el detector y el C. A. G. entre otras. Veremos esas variantes en detalle a efectos de que el lector pueda conocer este tipo de receptores.

Primero veamos un esquema general en bloques de un receptor de BLU de tipo profesional, tal como lo muestra la figura 195. Como el ancho de banda requerido para BLU es mucho menor que para AM (figura 179) pueden diseñarse circuitos sintonizados de banda angosta. También pueden usarse varios mezcladores, ya que el oscilador de portadora se coloca en la F. I. normal y hay un detector especial para BLU, llamado *detector de producto* que requiere otro oscilador de batido.

En el esquema en bloques vemos en primer término el sintonizador y el amplificador de F. I. todo ello convencional en un superheterodino. A partir de allí comienzan las diferencias, pues hay un oscilador de batido que inyecta señal a un mezclador, sigue un filtro de BLU para estrechar la banda pasante, sigue un amplificador de banda angosta y llegamos al detector de producto,

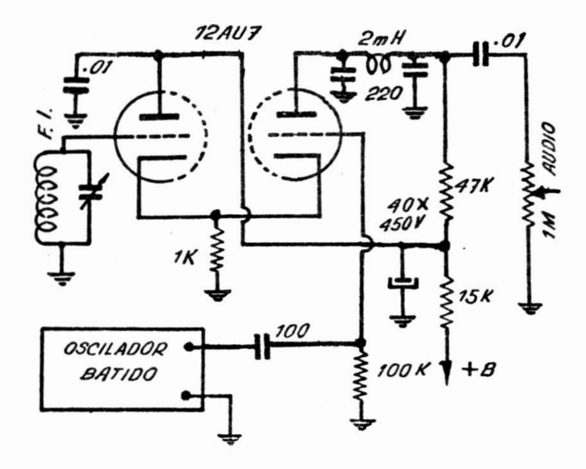


Fig. 196. – Esuqema básico de un detector de producto para señales BLU.

que recibe la señal de otro oscilador de batido, que se denomina *de detección*, y al batir la banda lateral con la portadora resulta la señal de audio que se envía al amplificador convencional y de ahí al parlante.

Veamos ahora en detalle las secciones que en un receptor para BLU son diferentes a las que tiene un receptor común de MA. Nos referimos específicamente a los detectores de producto y a los sistemas de C. A. G., porque los filtros de banda angosta ya han sido explicados en páginas anteriores.

Detectores de producto

Para estudiar el funcionamiento de este detector nos referiremos a la figura 196, que muestra uno, realizado con un doble triodo con resistencia común a ambos cátodos, y allí está el funda-

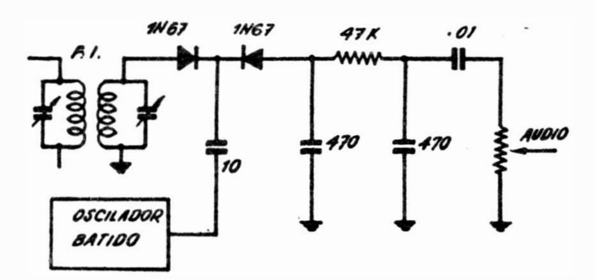


FIG. 197. — Versión simplificada del detector de producto.

mento del sistema, con el agregado de un oscilador local de batido que produce una señal de frecuencia correspondiente a la portadora. Por ejemplo, si la F. I. es de 465 Kc/s, la banda lateral única incursiona hacia un lado de esa cifra llegando hasta digamos, los 470 Kc/s; el oscilador de batido produce una señal de frecuencia fija e igual a 465 Kc/s. La amplitud de esta señal debe ser mucho mayor, unas 5 hasta 20 veces la de la señal de F. I. presente para lograr reducir los productos de la distorsión e intermodulación; este hecho le ha dado su nombre a este detector.

Volviendo a la figura 196, vemos a los dos triodos con su resistor común en cátodos y en montaje de seguidor catódico con las placas a masa para la señal mediante sendos capacitores. El hecho de que las grillas de los triodos reciban señales diferentes pero los cátodos tengan un circuito común produce el batido y da por resultado la señal de audio. Un filtro pasabajos en la placa del segundo triodo elimina los residuos de R. F. y la señal de audio va al potenciómetro control de volumen.

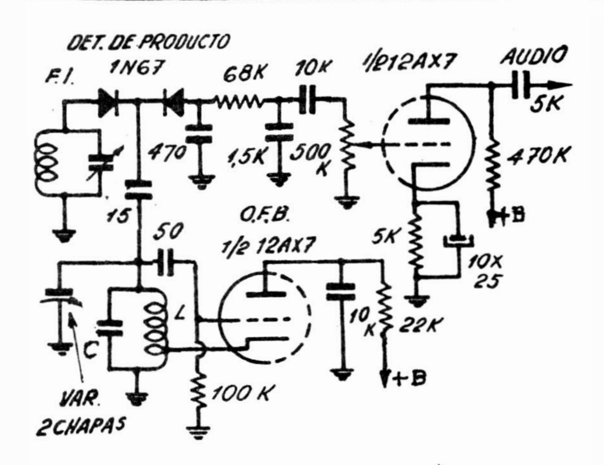


Fig. 198. – Circuito completo del detector de producto con el oscilador de batido.

Una versión simplificada del detector de producto, que emplea diodos en lugar de triodos, se ve en la figura 197. Aquí las resistencias elevadas de los diodos en el sentido de circulación inversa sirven de cargas para el retorno de la componente continua. El funcionamiento es completamente similar al caso anterior.

La figura 198 muestra el circuito completo de un detector de producto con el oscilador de batido (OFB) y el preamplificador de audio, a efectos de disponer de la señal de audio partiendo de una señal de F. I. de BLU. Los valores de los elementos corresponden al doble triodo 12AX7 usado. La bobina *L* es para 465 Kc/s a cuya frecuencia resuena con el capacitor *C*, formando parte de una unidad comercial (Espiño o similares); un capacitor variable de dos chapas sirve de control de ajuste fino de la frecuencia de portadora y de control de tono para recepción de ondas tipo A_1.

C.A.G. especial para BLU

La recepción de señales de BLU requiere un tipo especial de C. A. G. cuya característica es que sea de crecimiento rápido y decrecimiento lento. Si se usara el tipo común tomado como una polarización negativa en el detector rectificando la portadora ocurriría que, en el detector de producto, se rectificaría la señal de gran amplitud del oscilador de batido y el resultado sería una tensión continua muy grande que frenaría mucho a las válvulas amplificadoras, reduciendo notablemente la ganancia del receptor. Por esta razón se emplea para obtener la tensión de C. A. G. una toma de señal de audio, tal como vemos en la figura 199. La señal de audio, tomada del punto vivo del control de volumen se amplifica mediante un triodo y se aplica a un transformador de audio interetapa común, haciendo en el secundario una rectificación de onda completa. Para tener una tensión básica de C. A. G. se rectifica la tensión alterna de filamentos mediante un rectificador-doblador y se coloca un potenciómetro que oficia de control de ganancia. Esta tensión queda agregada a la de la rectificación de audio y aparece además un circuito de alta constante de tiempo formado por el resistor de 4,7 Megohm y el capacitor de 0,22 µF. De este modo se obtienen las condiciones fijadas para el C. A. G. apto para BLU.

Dotado de estos agregados antes descriptos el receptor de BLU ofrecerá una recepción de alta ganancia, alta selectividad y buena calidad de sonido. El operador deberá poner cuidado al

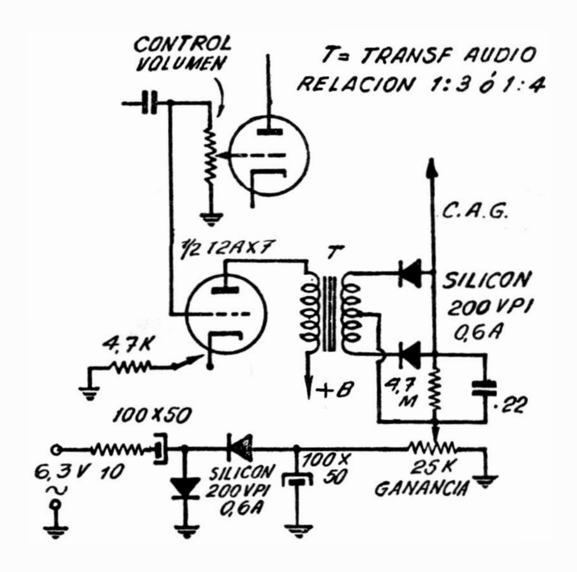


Fig. 199. – Circuito especial de C.A.G. para receptores de BLU.

sintonizar una señal de obtener un sonido natural. Si resulta un tono grave es porque se está trabajando en la banda lateral opuesta a la que tiene la señal BLU recibida; eso se corrige actuando sobre el compensador del **BFO (OFB)**.

Día 12

Hasta aquí hemos hablado de equipos transmisores y receptores de diferentes características, sean de válvulas o de transistores, portátiles o eléctricos, de unas u otras frecuencias de trabajo, y todavía podríamos mencionar otras diferencias. Pero ha llegado el momento de irradiar la energía de radiofrecuencia producida por los transmisores o captar señales para los receptores, para cuyas funciones necesitamos antenas. En distintas oportunidades hemos mencionado las antenas y también las líneas de acoplamiento que sirven para conectar la antena al transmisor o al receptor, pero siempre en forma superficial, sin entrar en detalles, porque para ocuparnos detalladamente de ellas era menester dedicarles una jornada. Ocurre que todos sabemos qué es una antena, para qué sirve, pero hay que profundizar el tema para saber cómo se hace una que sirva con el máximo rendimiento posible para nuestro equipo, porque un buen transmisor acoplado a una mala antena presta un servicio deficiente; un trozo de cable cualquiera conectado al borne de salida de un transmisor servirá para irradiar energía al espacio, pero el alcance logrado, el área cubierta y la relación señal ruido en el receptor distarán mucho de tener las cifras alcanzables si en lugar de este trozo de cable instalamos una antena correcta. Bueno, ése es nuestro tema y lo abordaremos inmediatamente.

ANTENAS Y LINEAS

Al comienzo del libro dijimos que la onda electromagnética se formaba a partir de un conductor recorrido por una corriente de alta frecuencia y explicamos que esa onda era una sucesión de campos magnéticos y eléctricos que se propagaban por el espacio a una velocidad muy grande, 300.000 kilómetros por segundo. Pero ahora veremos que ese conductor no puede ser cualquiera, que no puede tener una dimensión caprichosa ni una ubicación arbitraria y que no puede conectárselo de cualquier manera al generador de R. F. o transmisor. Y estas consideraciones tienen cierta validez para las antenas de recepción, pues hay una sentencia que conocen todos los radioaficionados que dice que una buena antena de transmisión lo es también para recepción.

Lo primero que hay que comprender es que tenemos una corriente de R. F. producida en el transmisor y que la enviaremos a la antena. Veamos qué condiciones debe cumplir ésta. Para explicarlo es necesario que partamos de otras cosas que nos irán abriendo el camino para llegar finalmente a nuestro objetivo: el saber hacer buenas antenas.

Consideraciones fundamentales

En nuestro quehacer cotidiano observamos, sin detenernos a pensar, muchos fenómenos resonantes que pueden tomarse como referencia para la teoría que necesitamos exponer en esta oportunidad. Por ejemplo, cuando un guitarrista pulsa una cuerda de la guitarra (figura 200) se produce una vibración del aire que nos llega a nuestro oído con la sensación de un sonido; pero resulta que con los dedos de la otra mano ha alterado la longitud de la cuerda, haciendo que la parte que vibra tenga una cierta longitud que corresponde a la frecuencia de la nota emi-

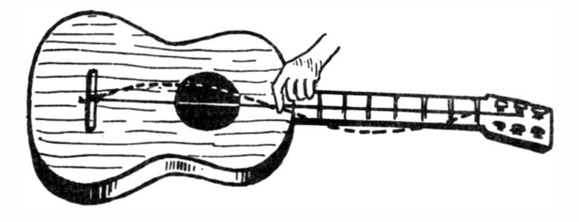


Fig. 200. — Vibración que se produce al pulsar una cuerda.

tida. Y si pensamos en el arpa, el diapasón, etc., donde tenemos cuerdas o barras de diferentes longitudes, los sonidos emitidos en cada caso tendrán una frecuencia que corresponde a la longitud física de la cuerda o lámina. Ambas cosas, frecuencia y longitud, están ligadas entre sí y con la velocidad de propagación del sonido en el aire de modo que si multiplicamos la frecuencia por la longitud nos da el valor de la velocidad.

No podemos llevar estos ejemplos al caso de las antenas sin establecer de entrada las diferencias fundamentales; en una antena no pulsamos o golpeamos en la parte central sino que inyectamos corriente de R. F. en un extremo del cable. Como esto es muy importante, veamos la figura 201 que nos muestra el panorama. Tenemos un transmisor, una antena de longitud l conectada al transmisor por un cable o línea de longitud l_1; ese transmisor está conectado a tierra en forma directa o por la misma capacidad entre su masa metálica y la tierra que equivale a un capacitor de acoplamiento. Dejemos la línea de acoplamiento por ahora y pensemos que la corriente de R. F. que produce el transmisor entra a la antena por su extremo A y corre hacia el extremo B con la velocidad de la corriente eléctrica, unos 300 millones de metros por segundo. Como nos va a resultar incómodo usar cifras

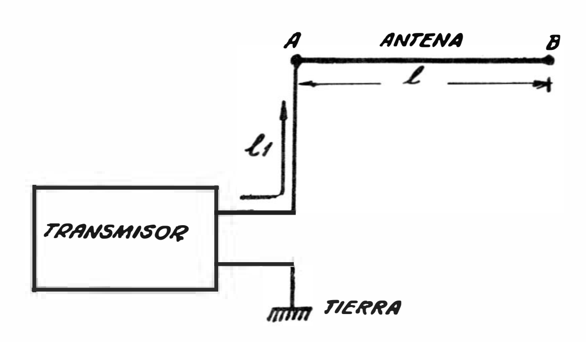


Fig. 201. — Principio básico de aplicación de energía de R.F. a una antena.

tan grandes, es preferible tomar unidades de tiempo más pequeñas, como el *microsegundo*, que es un millonésimo de segundo; la velocidad antes expresada será entonces de 300 metros por microsegundo. Pero mientras corre esa corriente va sufriendo alteraciones en su amplitud y su sentido, como corresponde a toda corriente alternada, y la señal de R. F. lo es. Entonces, ¿qué ocurre a lo largo de la antena?

Como el valor instantáneo de la intensidad de corriente es variable desde cero a un máximo que se llama *amplitud* o *cresta*, valor I de la figura 202, ocurrirá que a lo largo de la antena AB tendremos diferentes valores de la intensidad de la corriente. Sabemos que esa corriente da origen a un campo magnético y éste a uno eléctrico, etc., formándose la onda electromagnética que se irradia y corre por el espacio. Pero, pensemos un poco; la densidad obtenida en el cam-

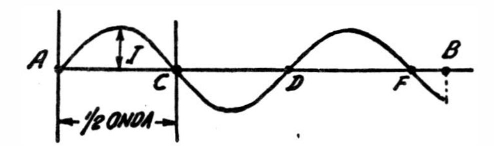


Fig. 202. — La corriente a lo largo de la antena adquiere amplitudes variables.

po magnético dependerá de la amplitud I, no interesando que a lo largo de la antena se formen varias crestas de valor I. Luego, la longitud de la antena no necesita tener una medida capaz de albergar varias senoides, ni siquiera una entera, pues basta con que se forme media senoide, desde A hasta C. Lo que sobra, desde C para adelante no presta utilidad. Esa longitud AC se llama *media onda*. También veremos que pueden hacerse antenas de un cuarto de onda, o sea de la mitad de la dimensión AC.

Pero todavía no sabemos cuánto vale la longitud antes señalada. Si la velocidad de la corriente por la antena es de 300 metros por microsegundo y la frecuencia de la señal de R. F. es de, digamos 30 Mc/s, que equivale a decir 30 ciclos por microsegundo, la longitud de onda se obtiene dividiendo la primera cifra por la segunda, o sea $300/30 = 10$ metros. Inmediatamente sacamos que media onda serán 5 metros, y que nuestra antena tendrá 5 metros de largo y que de nada sirve que la hagamos más larga. Ya hemos avanzado bastante en nuestra explicación; vamos a generalizarla para que nos sirva para todos los casos.

En general, si la velocidad de la onda es de 300 metros por microsegundo, la frecuencia de la señal se llama f tomada en Mc/s y la longitud de onda se llama λ (letra griega *lambda*), esta última se obtiene por la simple división:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

Ondas estacionarias

Dentro de los conceptos fundamentales hay uno sumamente importante para el desarrollo de las antenas y las líneas de acoplamiento. Para

1732

comprenderlo veamos la figura 203. Allí tenemos una antena *AG*, pero la señal de R. F. tiene una longitud de onda *AC*, es decir que para formarse una onda completa en el cable a la antena le faltaría un pedazo *GC* y para formarse media onda le sobra el pedazo *BG*. De entrada decimos que se trata de una antena *no resonante*. En el punto *G* la corriente no se anula, o sea que no alcanza el valor cero, pero como el cable no sigue, forzosamente tiene que retroceder, es decir, volver hacia atrás; se forma otra senoide, marcada con línea de trazos, que comienza en *G* con el valor de intensidad que tenía, pasa por un nulo en el punto *E* y otro en el *F* y vuelve al transmisor. Esta segunda senoide se forma como si comenzara en el punto *C* que no es real porque allí no hay cable, por lo que se denomina *punto virtual*. En el extremo *A* se vuelve a producir el retroceso de la onda que ahora formará otra senoide de avance y así sucesivamente. En la antena tenemos avances y retrocesos de ondas que no son útiles para irradiar energía y que se llaman *ondas estacionarias*.

El mismo fenómeno ocurre en las líneas de acoplamiento si su longitud no guarda la debida proporción con la longitud de onda de la señal. La proporción de ondas estacionarias con respecto a la onda fundamental de irradiación se llama *ROE* (relación de ondas estacionarias) y mide la calidad de una antena o una línea. Es obvio que en los proyectos se debe tratar que la *ROE* sea lo más baja posible.

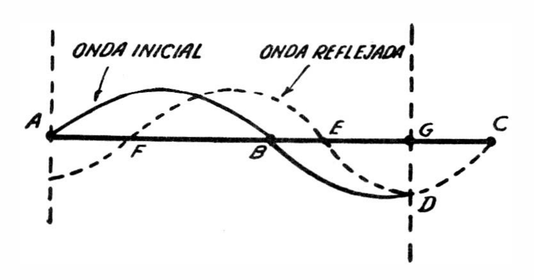


Fig. 203. — Forma en que se produce una onda estacionaria en una antena.

Línea resonante

De lo que antecede se deduce que la línea de transmisión o de acoplamiento, pues se llama de las dos maneras, debe tener también una longitud relacionada con la frecuencia de trabajo. Pero el problema cambia en el aspecto de que no interesa que la línea irradie energía; más aún, interesa que *no* irradie, porque está colocada a menor altura que la antena y su campo sería menor. También debe estimarse que la línea está colocada en la zona de ruidos parásitos producidos en las casas, calles, talleres, etc.

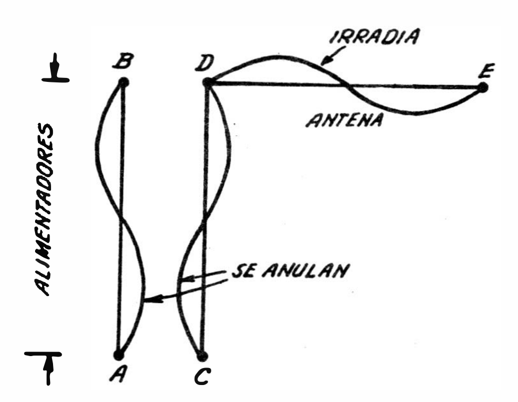


Fig. 204. — Una línea de alimentación de antena con hilos paralelos no irradia energía de R.F.

Entonces, la irradiación de la antena será más limpia que la de la línea.

Para que la línea no irradie hay que hacerla blindada o anular su campo de irradiación; se usan los dos sistemas, pero veamos el segundo por ser muy interesante. La figura 204 nos muestra una antena alimentada por una línea vertical a la cual se le ha colocado otra línea paralela. La línea de transmisión es *CD* y la paralela es *AB*. Si alimentamos las dos líneas de tal modo que queden fuera de fase, las senoides que se forman en ella serán opuestas y los campos magnéticos se cancelarán. En cambio la senoide en antena, que por ahora suponemos entera, irradia pues no sufre cancelación. Para conseguir el defasaje mencionado basta con que los dos alimentadores se conecten a ambos extremos de una bobina acoplada al tanque del transmisor.

Tensiones y corrientes

Ya podemos seguir investigando lo que ocurre en las antenas. Hasta ahora hemos hablado de corrientes de R. F. pero sabemos perfectamente que en el tanque de un transmisor hay corriente pero también hay tensión. Por tratarse de un fenómeno típicamente inductivo, esa tensión y esa corriente guardan entre sí un defasaje de 90 grados o sea de un cuarto de ciclo, como lo saben todos los que estudiaron electricidad.

Luego, si queremos observar las variaciones en las amplitudes de la tensión y de la corriente

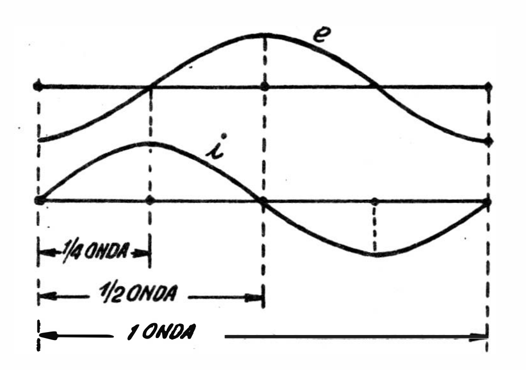


Fig. 205. — Amplitudes de la corriente y la tensión a lo largo de la antena.

a lo largo de la antena, tenemos que hacer dos gráficos como los que muestra la figura 205. El superior representa la tensión y el inferior es la corriente. Suponemos que la antena tiene una longitud exacta de una onda completa, para simplificar. En los extremos del cable la corriente no se puede acumular, luego en esos puntos la corriente debe valer cero y entonces en esos extremos la tensión toma su valor máximo o de cresta. Hay que detenerse un poco en esta explicación porque tiene una importancia fundamental.

Si en el extremo de alimentación la tensión debe valer el máximo y queremos alimentar en ese punto a la antena, el circuito de salida del transmisor debe ser de alta impedancia para que produzca la tensión máxima. Al propio tiempo, en el extremo la corriente es nula y los circuitos de impedancia alta reciben corriente baja (o nula).

Si se desea alimentar la antena en un punto de corriente máxima debe usarse un circuito de baja impedancia. Al propio tiempo los circuitos de ese tipo tienen tensión baja (o nula).

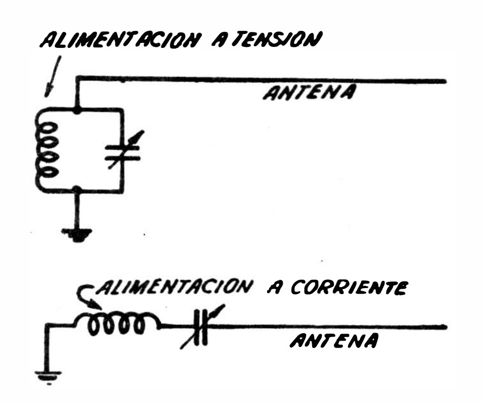


Fig. 206. — Las dos formas clásicas de alimentar una antena.

La figura 206 resume lo dicho: un circuito para alimentar la antena a tensión debe ser un cincuito sintonizado paralelo, que es el típico de alta impedancia. Un circuito para alimentar la antena a corriente debe ser uno sintonizado en serie, que es el típico de baja impedancia. No es necesario aclarar que las impedancias se refieren a los valores en resonancia. Pero no debe pensarse que esta figura aclara suficientemente el panorama sino que indica simplemente el comienzo de las consideraciones sobre el particular.

En efecto, la figura 207 nos muestra mayores detalles de lo que acabamos de aseverar. En la parte superior tenemos la antena típica de un cuarto de onda con los trozos de senoide que

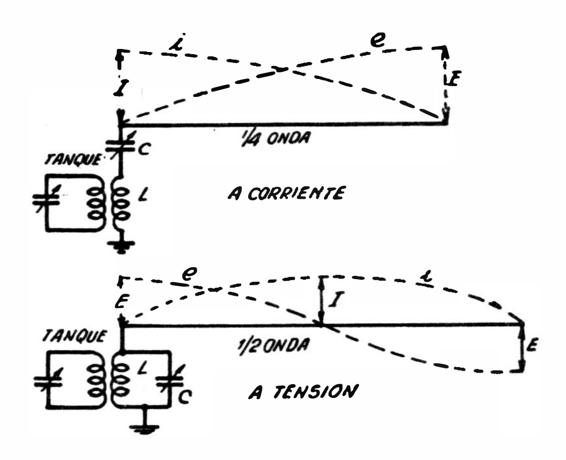


Fig. 207. — Distribución de la corriente y la tensión en las dos formas de alimentación de antenas.

corresponden a la tensión y la corriente. Lógicamente, la alimentación es a corriente, o sea con circuito sintonizado en serie. El tanque del transmisor es generalmente del tipo paralelo o sea de alta impedancia, y a él se acopla una bobina *L* de toma de R. F., la cual alimenta directamente a la antena a través del acoplador de resonancia serie. En la parte inferior tenemos la antena de media onda alimentada a tensión, con un circuito de acoplamiento de resonancia paralelo, cuya bobina *L* se acopla inductivamente al tanque de salida del transmisor. En ambos gráficos se indican las amplitudes de las ondas de tensión y de corriente, cuyos valores son los que se toman en cuenta para determinar la energía de irradiación. En esta figura se ha prescindido de las líneas de transmisión o acoplamiento. Las antenas son ambas del tipo de alimentación en un extremo.

Impedancia de línea

En la mayoría de los transmisores de aficionados se emplean tanques tipo *pi* de salida, según hemos visto, por la mayor flexibilidad que ofrecen para los acoplamientos. Estos tanques permiten conectar líneas de baja impedancia, para lo cual se emplean exitosamente las cintas de hilos paralelos y los cables coaxiles, con impedancia comprendidas entre 50 y 300 Ohm. Al leer esto el lector se preguntará acerca de la impedancia de una línea y deseará saber el significado de tal definición. Entonces debemos definir y explicar qué es la impedancia de una línea antes de seguir adelante.

Una línea está formada por dos conductores, sean ellos paralelos o uno dentro de otro que tiene forma cilíndrica. Para simplificar la explicación supongamos referirnos a la de hilos paralelos. Un alambre rectilíneo por el que circula corriente alterna presenta fenómenos de autoinducción debido a que está rodeado por un campo magnético alternado, tal como si se tratara de una bobina; entonces, podemos suponer

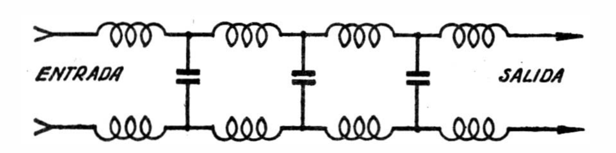


FIG. 208. — Una línea presenta elementos distribuidos en toda su longitud.

a los conductores de la línea como formados por muchas bobinitas en serie, que es lo que quiere expresar la figura 208. Además, el paralelismo de los dos conductores de la línea hace que también se forme un capacitor, y entonces puede suponerse que en cada trozo hay un pequeño capacitor derivado. En estas consideraciones no tomamos en cuenta la resistencia que tienen los alambres de la línea que, si bien no es una cifra alta, debe considerarse, especialmente por el efecto pelicular que hace circular a la corriente de R. F. por la parte superficial de los conductores.

Ahora bien, si a una línea se le aplica a la entrada señal de R. F. la misma se propagará a todo su largo llegando al extremo de salida. En su recorrido se producirá, lógicamente, una pérdida o atenuación, la que será tanto mayor cuanto más larga sea la línea. Por este motivo, la pérdida en líneas se da en cifras por metro de longitud.

Pero volvamos al concepto de impedancia. Las bobinitas imaginarias puestas en serie aumentan

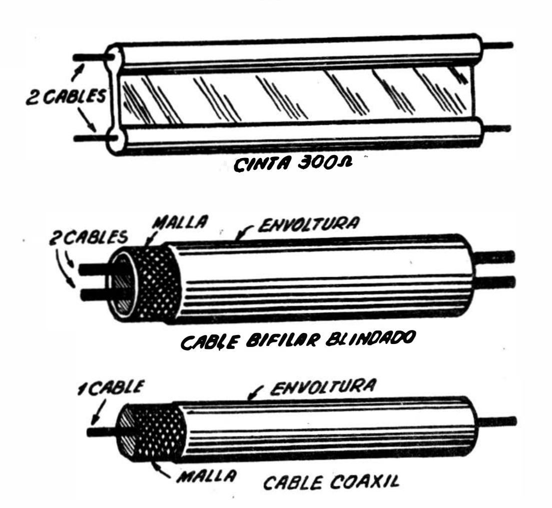


FIG. 209. — Tipos clásicos de líneas y cables para alimentación de antenas.

la impedancia de la línea pero los capacitores derivados la reducen. De este modo aparece una peculiaridad interesante en las líneas y es que el cociente entre la inductancia y la capacidad es una cantidad constante y permite fijar el concepto de *impedancia característica* que presenta la línea, cualquiera sea su longitud. Para nuestro trabajo no nos interesa entrar en detalles teóricos acerca de cómo se calcula la impedancia característica de las líneas, pero sí es importante saber que según las dimensiones constructivas cada línea posee una cifra dada en Ohm y que esa cifra no depende de la longitud, pues es constante.

La figura 209 nos muestra las tres formas típicas de las líneas y cables de transmisión que se emplean. La ilustración superior corresponde a la cinta de hilos paralelos, tan conocida en

Líneas de acoplamiento para antenas

Tipo de línea	*Impedancia* Ohm	*Atenuación (dB por cada 30 m)*		
		30 Mc/s	*100 Mc/s*	*300 Mc/s*
Cinta tipo TV	300	0,86	2,2	5,3
Cinta tipo TV	150	1,1	2,7	6,0
Cinta	75	2,0	5,0	11,0
Par blindado	300	2,0	3,5	6,1
Par blindado	95	1,7	3,0	5,5
Coaxil RG-8U	52	1,0	2,1	4,2
Coaxil RG-17U ...	52	0,38	0,85	1,8
Coaxil RG-58U ...	53	1,95	4,1	8,0
Coaxil TV-59	72	2,0	4,0	7,0
Coaxil RG-59U ...	73	1,9	3,8	7,0
Coaxil RG-11U ...	75	0,94	1,9	3,8

televisión; la central es el cable bifilar blindado, apto para colocar dentro de cañerías, y la inferior es el cable coaxil, con un solo conductor central y una malla externa. La cinta común tiene una impedancia característica de 300 Ohm, mientras que los cables tienen impedancias menores, siendo las cifras más comunes las que se dan en la tabla adjunta; obsérvese en ella la información sobre la atenuación a distintas frecuencias de trabajo, dato que puede decidir sobre la elección de un determinado cable o cinta si la longitud por usar es importante.

Efecto pelicular

Hemos mencionado anteriormente el efecto pelicular o conducción superficial de las corrientes de muy alta frecuencia. Veamos este fenómeno que tiene gran importancia en el diseño de antenas y líneas de acoplamiento.

La corriente eléctrica circula por los conductores en forma de filetes o filas de electrones, que hemos representado en la figura 210 como puntos negros en un corte transversal de un alambre conductor. En torno de todo filete de co-

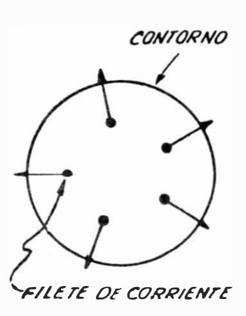


FIG. 210. — La repulsión entre los filetes de corriente da origen al efecto pelicular.

rriente se forma una campo magnético, luego cada filete tendrá su propio campo magnético. Las leyes que rigen los fenómenos electromagnéticos dicen que sus efectos tienden a anular las causas que las originan. En nuestro caso, la causa son los campos de cada filete que estando próximos se interaccionan tendiendo a rechazarse, o sea a separar los filetes de corriente. Como dentro de la masa metálica del conductor los filetes de corriente tienen libertad de circulación, esta repulsión entre filetes se traduce en que éstos se ven empujados hacia las partes más exteriores del conductor, o sea hacia la superficie externa o contorno. Como esto es un hecho real, de nada vale que para mejorar la conducción o sea para disminuir la resistencia los conductores que deben llevar corriente de R. F. tengan una gran sección, sino que deben tener una gran superficie envolvente.

Parecería que no puede conciliarse con la realidad la aseveración anterior, pero si pensamos en hacer cables en vez de alambres, es fácil demostrar la diferencia favorable que obtenemos. Para ello observemos la figura 211 que muestra

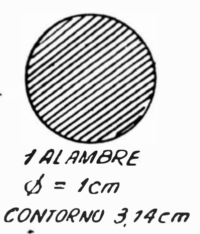




FIG. 211. — Los cables multifilares tienen mayor superficie de conducción de corrientes de R.F. que los Alambres macizos.

el corte transversal de un alambre y un cable, ambos con la misma superficie transversal total. Como el alambre puesto como ejemplo tiene un centímetro de diámetro, la sección transversal tendrá 0,785 cm^2 de sección neta. En el cable colocamos diez alambres, con una sección de 0,0785 cm^2 cada uno, para tener la misma cantidad de metal. Pero los diámetros de esos alambres serán de 0,28 cm cada uno, según lo enseña la geometría. Calculemos ahora el contorno o desarrollo de ambos conductores. El alambre macizo tiene un contorno de 3.14 cm y cada alambre del cable tiene un contorno de 0,88 cm, o sea que los 10 alambres tendrán un contorno de 8,8 cm, casi tres veces más que el alambre.

No hace falta insistir más para comprender que los conductores para antenas y líneas se hacen con cables de muchos hilos en vez de usar alambres gruesos, ya que de ese modo reducimos la resistencia efectiva a la circulación de la corriente de R. F.

Acoplamientos de baja impedancia

El hecho de que convenga usar cintas y cables de baja impedancia para el acoplamiento de antenas por su simplicidad y buen rendimiento, además de que tienen una baja *ROE*, plantea el problema de la alimentación de antenas con tales líneas. En cualquiera de los gráficos de corriente y tensión que vimos en las figuras anteriores, por ejemplo en el inferior de la figura 207, podemos comprobar que si cortamos en el centro una antena de media onda tenemos allí

un punto de alta corriente o sea de baja impedancia. Surgen así las antenas llamadas *dipolos* que muestra la figura 212, y que tienen una

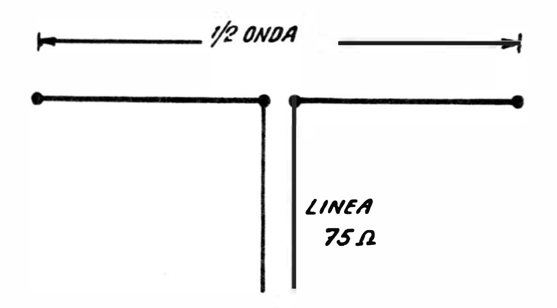


Fig. 212. — Diagrama básico del dipolo de media onda.

longitud de media onda. El acoplamiento al transmisor se hace con una línea de baja impedancia, que tenga precisamente un valor de 75 Ohm, o sea un cable coaxil.

El dipolo de media onda es muy popular entre los aficionados y se trata de un caso típico de antena alimentada a corriente, por lo que resulta ideal para los transmisores con tanque *pi* a la salida. La línea puede tener cualquier longitud, dentro de las limitaciones prácticas, puesto que se produce atenuación en la misma y ella es proporcional a la longitud. Pero lo que queremos decir es que la línea no es irradiante ni necesita cancelación de irradiación como era el caso de la línea resonante de la figura 204. O sea que la línea de alimentación es *no resonante*.

Otro tipo de antena con acoplamiento de baja impedancia es el *dipolo plegado* que vemos en la figura 213. Se trata de dos conductores paralelos uno de los cuales está cortado en el centro para acoplar la línea. Los extremos de las ra-

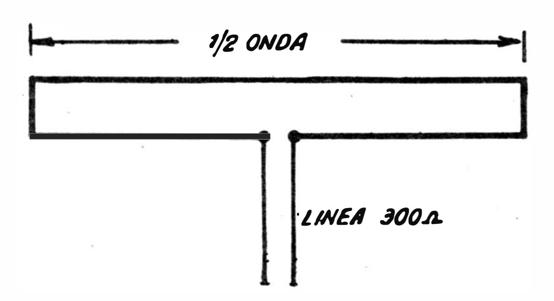


Fig. 213. — Diagrama básico del dipolo plegado de media onda.

mas están unidos entre sí. La impedancia en el centro abierto del dipolo plegado es de 300 Ohm, por lo que debe usarse una línea o un cable que tenga tal valor de impedancia característica. La separación entre los dos cables de la antena se determina por cálculos, pero para potencias bajas, hasta 100 Watt, puede usarse directamente una cinta de 300 Ohm, uniendo sus dos cables en los extremos y cortando uno de ellos en el centro. Siempre se trata de antenas de media onda, y lo que varía con respecto al dipolo abierto es la impedancia en el centro de alimentación.

Finalmente tenemos el *mástil irradiante* o antena vertical de cuarto de onda, que vemos en la figura 214. La impedancia en el punto inferior o de alimentación es de 50 Ohm, por lo que la alimentación debe ser hecha con un cable coaxil de ese valor de impedancia. Esta antena es típica para estaciones móviles y portátiles y para lugares sin espacio disponible para instalar antenas horizontales. Cuando hablemos de los detalles prácticos de antenas veremos que la longitud de cuarto de onda puede ser acortada físi-

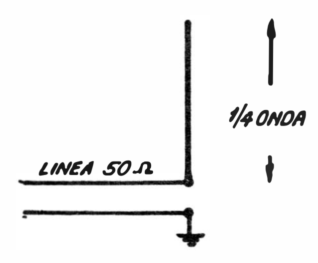


Fig. 214. — Diagrama básico del mástil irradiante vertical.

camente mediante la colocación de una bobina en la parte inferior.

En resumen, sabemos que no tiene objeto hacer antenas de mayor longitud que media onda. Podemos hacerlas de media onda o de un cuarto de onda, pero deben tenerse en cuenta las consideraciones hechas sobre impedancia del acoplamiento y los puntos de la antena donde se producen los máximos y nulos de corriente y de tensión. Lógicamente que si colocamos en el aire un cable largo, éste irradiará energía, pero la eficiencia de la irradiación solo se obtendrá si se dimensiona y se acopla correctamente la antena al transmisor.

La línea de 600 Ohm - Acoplamiento Delta

Hemos dicho que actualmente se prefiere usar cintas y cables stándard para alimentación de antenas, pero todavía se encuentran las líneas de hilos paralelos hechas por los aficionados. La más común entre ellas es la línea de 600 Ohm. Para acoplar esta línea a la antena de media

onda se emplea el sistema mostrado en la figura 215 que se llama *acoplador delta.* Lo interesante es que la antena no va cortada en el centro.

Para hacer este tipo de acoplamiento hay que conocer las dimensiones de la antena y de la línea. El largo de la antena ya sabemos calcu-

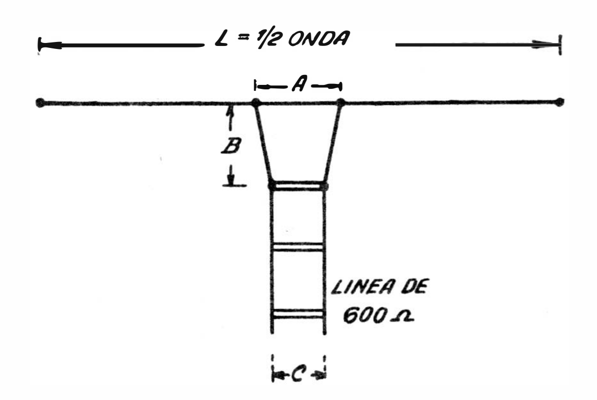


Fig. 215. — Acoplamiento delta para alimentar antenas con líneas de 600 Ohm.

larlo, y más adelante nos ocuparemos de la longitud real, que difiere levemente de la teórica.

Las dimensiones de la línea de 600 Ohm dependen del cable usado para los conductores paralelos que la forman. Los separadores que mantienen el paralelismo son piezas aislantes que se encuentran en plaza. Si los cables son de 1 mm de diámetro, la separación *C* es de 8 cm; si los cables son de 1,5 mm, la separación es de 10 cm y si son de 2 mm esa dimensión *C* vale 15 cm.

Las dimensiones de la delta son las medidas *A* y *B* de la figura. Ellas se determinan según la frecuencia de trabajo. La dimensión *A* se calcula dividiendo la cifra constante 35,7 por la frecuencia en Mc/s y la dimensión *B* se calcula dividiendo la cifra constante 44,8 por la frecuencia en Mc/s, resultando también en metros. Por ejemplo, para una frecuencia de trabajo de 14,2 Mc/s, esas dos dimensiones resultan:

$$A = 35{,}7 \; / \; 14{,}2 = 2{,}53 \text{ m}$$
$$B = 44{,}8 \; / \; 14{,}2 = 3{,}15 \text{ m}$$

Y por otra parte sabemos que para esa frecuencia la longitud teórica de la antena es la mitad de la longitud de onda, o sea:

$$\lambda = 300 \; / \; 14{,}2 = 21{,}2 \text{ m}$$
$$L = 21{,}2 \; / \; 2 = 10{,}6 \text{ m}$$

con todas cuyas dimensiones podemos construir la antena pedida por el ejemplo.

Antenas multibanda

Todas las antenas mencionadas antes tenían una longitud *L* que calculábamos para una cierta frecuencia, que es la de la señal producida por el transmisor. Como los aficionados usan bandas de frecuencias comprendidas entre dos límites la longitud de la antena se calcula para la frecuencia central de la banda. Por ejemplo, la banda de 80 metros abarca desde los 3,5 hasta los 3,75 Mc/s, la frecuencia central es de 3,62 Mc/s y entonces la longitud de la antena para esa banda será de la mitad de la longitud de onda correspondiente, o sea 300/3,62 = 83,4 metros; la mitad de esta cifra es 41,7 metros, pero más adelante veremos que esta longitud debe reducirse un poco.

Si una estación de aficionados puede emitir en varias bandas, la antena le servirá para una sola de ellas; claro está que se puede hacer la antena para la menor de las frecuencias y usarla para las otras, pero el rendimiento disminuirá. La solución es hacer una *antena multibanda*, de las cuales mostramos en la figura 216 la más simple. Se trata de colocar varios dipolos de media onda, uno para cada banda, y alimentarlos en el centro común a todos con un coaxil de

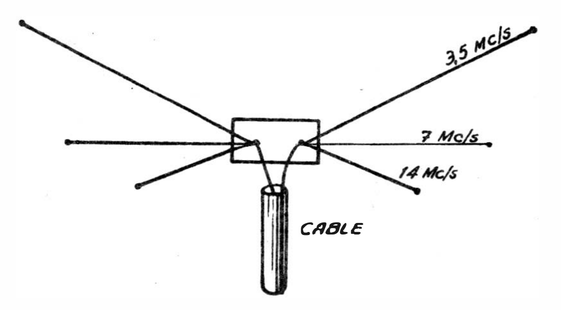


Fig. 216. — Antena multibanda formada por varios dipolos resonantes.

75 Ohm. Los extremos libres de los dipolos quedan aislados entre sí. En la figura aparecen con separaciones que se abren hacia los extremos, pero pueden colocarse paralelamente, con separaciones de unos pocos centímetros entre ellos. La pieza aislante central puede ser un aislador especial o una placa de micanita o material similar con dos bornes, separados de 2 a 3 cm. En las explicaciones sobre montaje de antenas volveremos sobre los detalles del armado.

Antenas verticales

Las antenas verticales presentan la ventaja de que resuenan satisfactoriamente en varias bandas

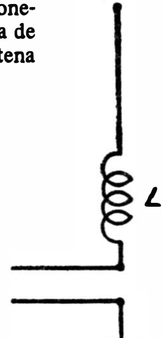


Fig. 217. – Conexión de la bobina de carga en una antena vertical.

Bobinas de carga para antenas verticales

Frecuencia Mc/s	*Inductancia μH*	*Espiras N°*	*Diámetro mm*	*Largo mm*	*Alambre diám. mm*
1,75	345	135	76,2	254	1,0
3,5	77	75	63,5	254	1,6
7	20	17	63,5	31,7	1,3
14	4,5	10	50,8	31,7	1,6
21	1,25	6	60,3	114	4,0
28	no necesita				

siempre que se las calcule para la frecuencia mayor. En las otras bandas trabajan en fracciones de media onda, pero habiendo siempre relaciones numéricas simples, dado que las bandas de aficionados tienen frecuencias que guardan entre sí un factor multiplicador numérico. Entonces, las antenas verticales se diseñan para la banda de 10 metros, para la cual el cuarto de onda es de 2,50 metros, pero esa longitud teórica se reduce a 2,45 metros por razones de índole práctica que mencionaremos más adelante. Esta antena vertical trabaja bastante bien en las restantes bandas de frecuencias mayores.

Para que se cumplan las condiciones estipuladas anteriormente hay que cancelar la reactancia capacitiva de la antena vertical, lo que se consigue intercalando una bobina *L* en serie con ella, tal como lo muestra la figura 217. Para cada banda se usa una bobina diferente, según los datos de la tabla adjunta.

Montaje de antenas

Para instalar una antena no hay que considerar el problema como de índole técnica o misteriosa, sino simplemente como si se tratara de colocar un alambre para tender ropa, salvadas las diferencias entre el material por emplear. La altura de la antena debe ser la mayor posible y entonces intervienen factores económicos, pues para sostenerla en el aire hay que disponer de dos mástiles. La altura real a los efectos de la irradiación es la que tiene sobre la masa de tierra y si está sobre el techo de un edificio, se tomará la altura sobre ese techo y no se agregará la altura del edificio.

Algunas veces se recurre a colocar un solo mástil y amarrar el otro extremo a un saliente hacia arriba del edificio, como un caño de ventilación, una chimeena, etc. La altura real de antena es el promedio de altura de ambos extremos, de modo que el instalador debe saber cuál es la realidad. A mayor altura mayor será el alcance de la transmisión y menor la absorción de las masas de tierra. Este detalle va perdiendo importancia a medida que la frecuencia de trabajo aumenta, pues en tales casos las ondas directas, rasantes a la tierra, no interesan y las ondas de espacio se proyectan desde la antena hacia el éter. Entonces, para las bandas bajas la altura será considerada un factor muy importante, digamos hasta la banda de 40 metros. Para las bandas de 20 metros o más altas, ese problema es menos importante.

La longitud de la antena la sabemos calcular, pero hemos dicho que las antenas son de media o de cuarto de onda. La longitud real es algo menor que la teórica para compensar lo que se llama el efecto de puntas, y que está relacionado con lo que explicamos al ocuparnos de la figura 203. La reducción de longitud es del orden del 5 %, de modo que a la longitud de media onda o de cuarto de onda que salga de los cálculos de dividir la cifra 300 por la frecuencia en Mc/s, y luego dividir por 2 para media onda y por 4 para cuarto de onda, hay que restarle un 5 % o lo que es lo mismo multiplicar por 0,95; aclaremos que el resultado final se redondea despreciando los milímetros, por razones obvias.

Sobre la base de los cálculos indicados y para facilitar la tarea del lector, hemos confeccionado la tabla adjunta que da las longitudes de las antenas para las bandas comunes de aficionados; si se toma en cada caso el centro de la banda a los efectos de que la antena sirva en todas las

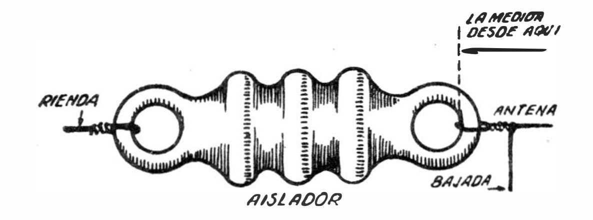


Fig. 218. — Uno de los tipos clásicos de aisladores para antenas.

Dimensiones de antenas para las bandas de aficionados

Banda metros	Longitud de la antena en metros	
	Media onda	Cuarto de onda
160	80	40
80	40	20
40	20	10
20	10	5
15	7,5	3,75
11 (BC)	5,30	2,65
10	5	2,5

frecuencias que abarca la misma, los resultados que figuran en la tabla son muy cómodos, pues las cifras son exactas. Se dan dos cifras, una para las antenas de media onda y otra para las de cuarto de onda. En las de media onda, la longitud puede ser la del cable entero o si se trata de un dipolo abierto o plegado, la dimensión es la que hay entre extremos. La longitud del cable de antena se toma desde el extremo del cable dentro del aislador, en la forma como lo indica la figura 218.

Para sostener la antena en el aire debemos separarla de los alambres de sostén, y ello se hace mediante aisladores; de los tipos más usuales mostramos en la figura 218 el más común. Los orificios de los extremos sirven para asegurar el alambre de sostén y la antena. El mismo aislador sirve para los dipolos cortados en el centro, uniendo cada arranque de antena con uno de los cables de la cinta de bajada. Los extremos de los alambres o de la antena se pasan por el agujero y se arrollan sobre el tramo recto como si se hiciera una bobina a espiras juntas, bien apretadas.

La figura 219 muestra una instalación completa para un dipolo de media onda alimentado en el centro. Los mástiles deberán llevar riendas tensoras para mantenerlos en posición vertical, las cuales no aparecen en la figura. Se colocan dos o tres riendas formando una especie de pata de gallina; una de las riendas sale en dirección opuesta al tiro de la antena. Todas las riendas se amarran a la tierra o a las masas próximas mediante grampas o estacas. Cuando las riendas están colocadas se estira uno de los alambres de sostén hasta que la antena queda bien tensa, para evitar o disminuir los movimientos que el viento produce en la línea de bajada.

Si la antena es del tipo de alimentación en un extremo, la cinta o coaxil de bajada puede asegurarse a uno de los mástiles mediante grampas del mismo tipo de las que se usan para bajadas de antenas de televisión.

Antenas de recepción

Este tema podría ser omitido en este capítulo, pues la mejor antena de recepción es una buena antena de transmisión. Pero muchos principiantes creen que para una antena de recepción basta tirar un alambre cualquiera entre un palo y el techo y asunto concluido. No es así, y todas las consideraciones precedentes sirven para las antenas de recepción. Lo que ocurre es que algunos de los detalles descriptos anteriormente no tienen la misma importancia porque en la antena de transmisión hay energía de R. F. y en el de recepción solo hay débiles corrientes de R. F.

Por ejemplo, a nadie se le ocurriría hacer una antena emisora con alambre o con un cable muy fino o de pocos hilos. Por lo que dijimos al ocuparnos de la figura 211 sabemos que debemos usar cable de cobre multifilar del tipo especial para antenas que se obtiene en el comercio. Pero para recepción puede usarse un trozo del cable que se emplea para instalaciones eléctricas.

Ahora, el caso es que el que instala una antena

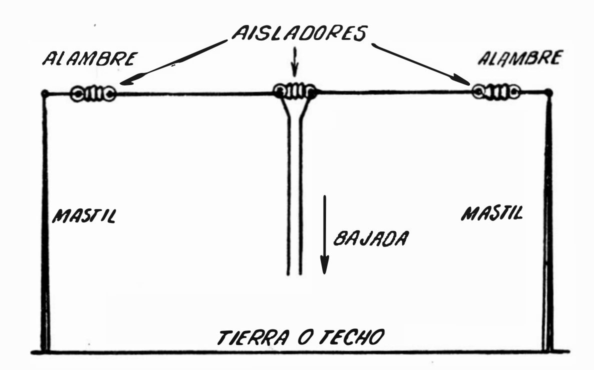


Fig. 219. — **Instalación de un dipolo de media onda con su línea de bajada.**

de transmisión necesita también una de recepción, y entonces usa la misma. Lo que se hace es colocar una llave inversora o un relay que conmute la conexión de la bajada de antena, enviándola al transmisor o al receptor, según la necesidad durante la comunicación. El caso de necesitar solamente una antena receptora es para la recepción de onda corta, para escuchar emisoras comerciales, y eso escapa al objeto de este libro. No obstante, el que esté interesado puede tomar como buenas todas las explicaciones dadas anteriormente.

Día 13

Siendo la antena el elemento encargado de irradiar al espacio las ondas radioeléctricas que permiten establecer una comunicación a distancia, no es necesario destacar la importancia que adquiere para lograr la mayor eficiencia en tal propósito; un buen transmisor, de gran potencia de salida, colocado sobre una mesa, no sirve para que su señal llegue a puntos distantes. No debe caerse en el error de que basta un simple cable tirado entre dos palos y conectado al transmisor para tener buena irradiación. Este problema se agrava en el caso de los transmisores para aficionados porque tienen generalmente potencias reducidas y debe sacarse de ellos el máximo rendimiento.

Ya hemos visto en la jornada anterior las antenas y las líneas de acoplamiento pero la distancia cubierta por un emisor de baja potencia puede ser aumentada considerablemente si concentramos la energía irradiada en una determinada dirección. Ese mismo resultado se obtiene aumentando la potencia del transmisor, pero las reglamentaciones vigentes no permiten usar cualquier cifra de potencia; además, el mayor costo de una antena direccional puede equilibrar el costo del aumento de potencia del emisor, pero este último consume más energía de la línea y eso es para siempre, mientras que el mayor costo de una antena especial se presenta una sola vez, cuando se instala. Estas consideraciones hacen que el tema que encararemos en la presente jornada sea muy interesante aun sin haber mencionado otras ventajas de la emisión dirigida. Llega así el momento de entrar en materia.

ANTENAS DIRECCIONALES

Para justificar la inclusión de este tema basta una sola reflexión de índole práctica: tómese una lámpara de automóvil de las que se emplean en los faros y colóquesela colgada delante del vehículo; se obtendrá una buena iluminación del lugar pero a unos cuantos metros hacia adelante no habrá iluminación aceptable. Póngase la lamparita dentro del faro y no tendremos luz en la calle pero el haz luminoso llegará a un centenar de metros; el consumo de energía es el mismo en ambos casos pero se ha conseguido que una cierta cantidad de luz llegue a un lugar muy distante quedando menor cantidad en las inmediaciones de la fuente luminosa. Y ahora podemos preguntar al lector: ¿No es ése el mismo caso que se presenta en transmisión? ¿No se desea llegar más lejos con la onda irradiada por el transmisor sin aumentar el consumo de energía? Claro que es el mismo caso; entonces debemos tratar de colocar un faro reflector a la antena para aumentar su alcance sin necesidad de que para lograr tal objetivo se necesite aumentar la potencia del transmisor. También en este caso nos interesa reducir la energía de R. F. que queda en las inmediaciones del transmisor y como actualmente ya se sabe que la luz es un fenómeno electromagnético podemos pensar que los procedimientos para aumentar el alcance de la irradiación tendrán cierta semejanza. Hay que salvar las importantes diferencias que hay entre las ondas de radio y las luminosas debidas a que las frecuencias de unas y otras son muy distintas, pero éste es asunto que veremos dentro de nuestro tema, pues nos interesa concentrar y dirigir las primeras.

Irradiación de antenas

Para poder estudiar la forma de mejorar el rendimiento de una antena lo primero que debemos hacer es comprobar la irradiación para comparar los resultados al mejorarla. La antena forma un campo electromagnético que se propaga a través del espacio y ese campo lo cono-

cemos (figura 5) y sabemos cómo se mide su intensidad (figura 14). Lo que nos interesa ahora es que en cualquier lugar alejado de la antena podemos medir la intensidad del campo irradiado con ayuda de algún aparato que se llama precisamente *medidor de intensidad de campo* o simplemente *M* para la ilustración de la figura 220. Quiere decir que si nos alejamos de la antena en una dirección cualquiera, digamos 100 metros, y medimos allí la intensidad del campo irradiado por esa antena, y luego vamos en otra dirección y nos colocamos a la misma distancia, es decir 100 metros (posición 2) y volvemos a medir esa intensidad y así siguiendo colocamos el medidor en las posiciones (3), (4) etc., siempre a 100 metros de la antena, tendremos unas cuantas cifras de la intensidad. Luego hacemos un plano donde figura la antena en el punto *O* y trazamos los radiovectores en las direcciones en las cuales hicimos las mediciones; en cada radiovector marcamos en cierta escala el valor de la intensidad de campo que medimos y tenemos los puntos *A*, *B*, *C* y *D*, que uniremos con una línea de trazos. Hemos obtenido el diagrama de irradiación de nuestra antena y si tomamos direcciones hacia la izquierda tendríamos la otra parte que falta del diagrama.

De este modo hemos descripto lo que se entiende por diagrama de irradiación y vemos que es muy fácil levantarlo; aclaremos que tal diagrama corresponde a un plano horizontal y por lo tanto se llama *diagrama horizontal*. En la práctica no hace falta hacer los diagramas porque ya existen para los tipos comunes de antenas; lo que se hace es verificar si nuestra antena cumple con el diagrama o razones especiales lo

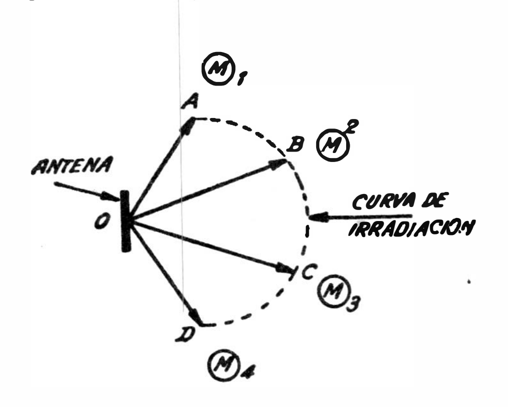


Fig. 220. — Forma de trazar el diagrama de irradiación de una antena.

alteran. Tales razones podrían ser un mal ajuste, la influencia de grandes masas vecinas, etc.

En un plano vertical sería un poco más incómodo tomar las mediciones para hacer el *diagrama vertical* de irradiación, pero puede hacerse. Si consideramos un dipolo de media onda,

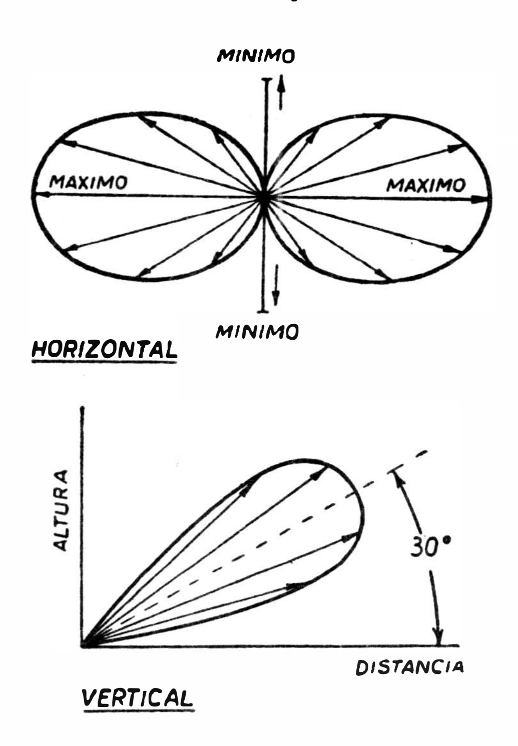


Fig. 221. — Los diagramas de irradiación horizontal y vertical de una antena dipolo de media onda.

colocado en posición horizontal, los diagramas horizontal y vertical típicos se muestran en la figura 221. El horizontal nos muestra que el dipolo de media onda tiene dos lóbulos cuyos ejes mayores son perpendiculares a la antena y que la irradiación en el sentido del cable es nula. El vertical nos muestra que la irradiación máxima se cumple formando un ángulo de 30° con la horizontal. Tales diagramas nos dicen que de por sí una antena tiene cierto grado de direccionabilidad y que para instalarla no se puede adoptar una posición arbitraria, ya que podría ocurrir que si el cable está orientado en línea recta con el lugar al cual se desea llegar con la señal, no llegaremos.

Combinaciones de irradiantes

La idea de aumentar la irradiación de una antena en una dirección determinada no es nueva y diversos ensayos indicaron los caminos por seguir. Para comprender el comportamiento de sistemas direccionales de antenas nos referiremos a la figura 222 que muestra dos dipolos

iguales de media onda, colocados paralelos, a una distancia de media onda entre sí. La particularidad importante es que esos dos dipolos están alimentados por dos señales de R. F. que están defasadas entre sí de medio ciclo, lo que significa que las ondas producidas por los mismos estarán desplazadas entre sí por un largo de media onda. Veamos lo qué ocurre.

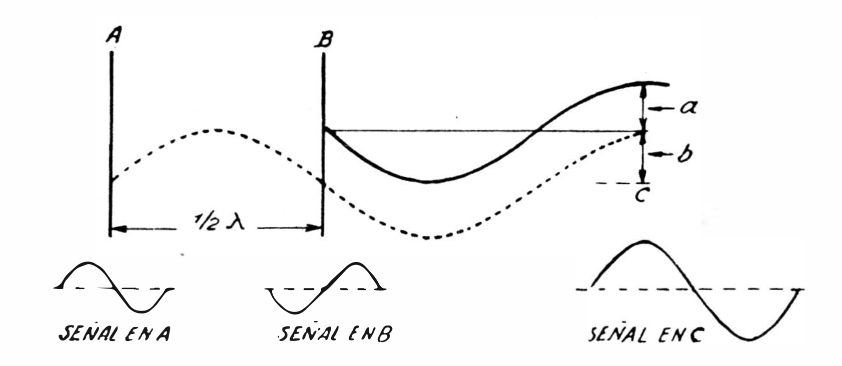


Fig. 222. — Combinando la radiación de dos conductores se refuerza la intensidad en un determinado sentido.

La onda irradiada por *A* hacia la derecha, cuando llega al punto *C*, que se ha elegido arbitrariamente pero es un punto en el cual la onda tiene un máximo, tiene máxima amplitud. La onda producida por *B* está defasada con respecto a la de *A* pero para llegar a *C* recorre un camino que es media onda más corto, luego también tiene en *C* amplitud máxima. Lo que ocurre entonces es que en el punto *C* se suman los campos electromagnéticos de las dos ondas y se tiene un campo único de doble intensidad. Luego, si alimentamos con el mismo transmisor dos dipolos paralelos, pero distanciados en media onda, y defasamos las alimentaciones en medio ciclo, duplicamos la intensidad del campo de irradiación; éste es la base del sistema de agrupaciones coplanares de antenas para mejorar la irradiación.

Claro que de la idea recién esbozada surgen varias posibilidades y muchas combinaciones posibles. Por ejemplo, colocando dos dipolos en un mismo plano vertical, disposición que se llama *apilada*, separados de media onda, y defasando en medio ciclo sus alimentaciones, se tiene el mismo efecto que describimos antes de suma de irradiaciones. La disposición la vemos en la figura 223 y para defasar la alimentación basta con dar media vuelta a la cinta de alimentación que va de uno a otro dipolo; de ese modo, tal como si se invirtiera la polaridad, logramos defasar en medio ciclo la alimentación del dipolo superior. La irradiación de este conjunto es en la dirección perpendicular al plano del papel.

Otra formación direccional la constituyen los dipolos en disposición *lateral*, que mostramos en la figura 224 y que consiste en colocar dos dipolos de media onda en un mismo plano horizontal; la alimentación se hace en el centro de la línea que los une, pero uno de los tramos de la misma sufre una inversión para lograr el defasaje de medio ciclo. La separación entre dipolos debería ser de media onda, pero en la práctica funciona bien el conjunto con separaciones comprendidas entre un octavo de onda hasta media onda.

También hay montajes de dipolos en hilera, disposición llamada *colineal*, que se ilustra sintéticamente en la figura 225. Se trata de colocar dos o más dipolos en una misma línea recta, aislados entre sí y alimentados con señales defasadas convenientemente. La radiación se cumple según una dirección horizontal perpendicular al hilo de las antenas y los diagramas obtenidos acusan alta direccionabilidad.

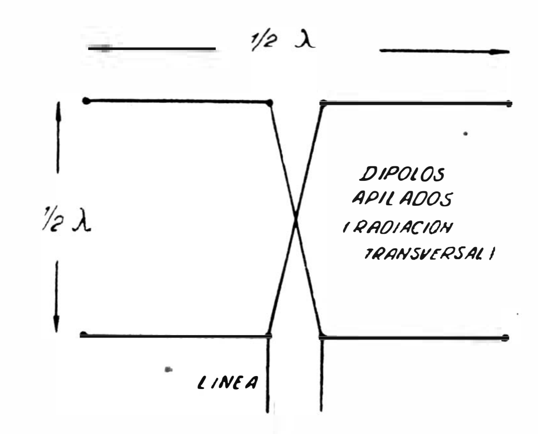


Fig. 223. — Los dipolos apilados para obtener direccionabilidad horizontal.

Pero todos estos montajes de agrupaciones de dipolos que están todos alimentados presentan

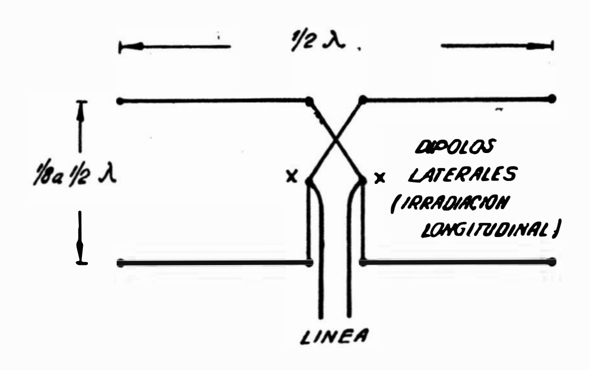


Fig. 224. — Los dipolos laterales para obtener direccionabilidad.

problemas de diversa índole que los aficionados tratan de eludir. Por eso se han popularizado las formaciones de antenas con elementos *no excitados* o sea con elementos llamados *parásitos*, cuya importancia en la actualidad queda demostrada por el hecho de que se adoptaron en forma masiva para antenas de TV.

Elementos parásitos

Si colocamos un conductor paralelo a un dipolo alimentado con señal de R. F., se inducirá en el mismo una corriente que forma a su vez un campo electromagnético y entonces ese conductor no alimentado aparece alimentado por vía indirecta y comienza a irradiar. Los principios expuestos para los conjuntos de dipolos pueden aplicarse al estudio del comportamiento de estos elementos parásitos para lograr directividad en la irradiación de antenas.

La idea es colocar un dipolo de media onda, alimentado en el centro mediante una línea del tipo adecuado, y en un mismo plano horizontal y en forma paralela al dipolo, un conductor continuo delante de la antena que se llama *director* y otro también paralelo, colocado detrás, que se llama *reflector*. Lo de adelante y

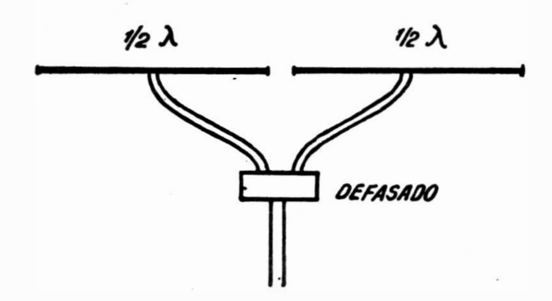


Fig. 225. — Disposición de dos dipolos en forma colineal.

atrás se refiere a la dirección deseada para la irradiación, tal como lo muestra la figura 226. Además, en esa figura se puede observar que el director es más corto que el dipolo principal o excitado y que el reflector es más largo. El dipolo excitado es el que recibe la señal de R. F. desde el transmisor. Ambos elementos agregados son los *parásitos*.

No es indispensable que se coloquen dos parásitos, pero aclaramos que el objeto del director es aumentar la irradiación en el sentido deseado y el del reflector es eliminar la irradiación en el sentido contrario al deseado. Pueden colocarse varios directores, cada uno más corto que el anterior, pero va un solo reflector.

Para ilustrar al lector sobre los efectos de los elementos parásitos en la curva de irradiación de una antena, mostramos en la figura 227 tales

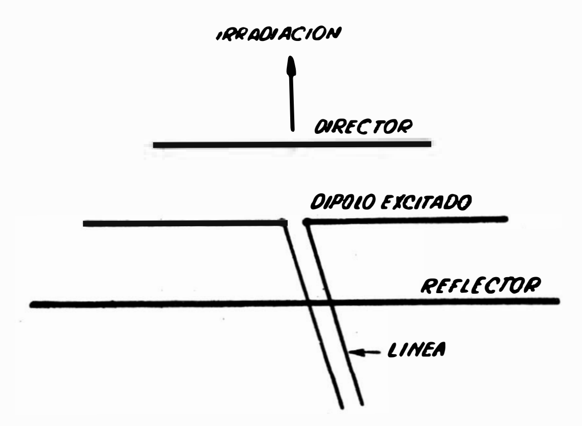


Fig. 226. — La irradiación se hace fuertemente direccional con directores y reflectores parásitos, o sea no alimentados.

curvas obtenidas en un plano horizontal con diversas formaciones. En esta figura llamamos *A* a la antena o dipolo excitado y notamos que cuando no hay reflector la curva se alarga pero no se elimina la curva posterior; en cuanto se agrega un reflector se elimina la curva posterior, de modo que la irradiación es unidireccional. Las antenas con más de un director suelen llamarse tipo Yagi.

Alimentación de formaciones direccionales

En el capítulo anterior hemos visto la forma de alimentar una antena para adaptar la impedancia al centro de 75 Ohm y entonces acoplamos allí directamente una línea que tenga esa cifra en su impedancia característica. Pero la fijación de dipolos cortados en soportes coloca-

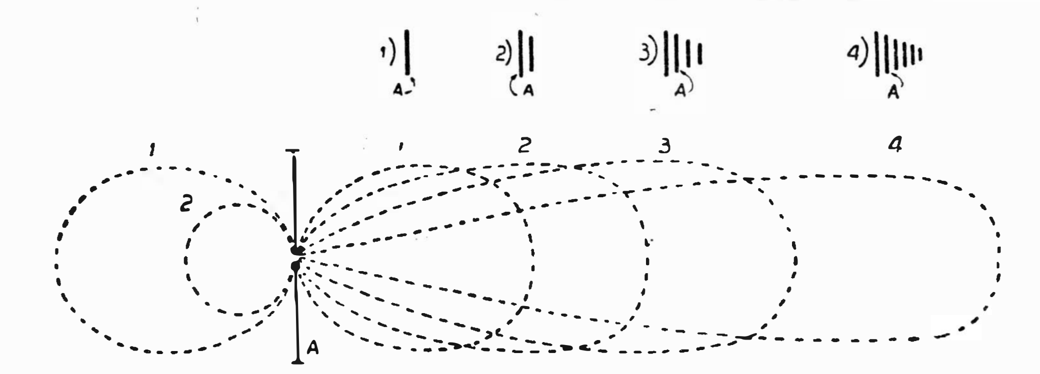


FIG. 227. — Diagrama que muestra el efecto de los elementos parásitos en un dipolo excitado de media onda. *A* es el dipolo y el caso 1) muestra el dipolo común o plegado solo en el espacio. En el caso 2) se ha agregado un director, en el 3), un reflector y dos directores (antena Yagui) y en el caso 4) se ve la Yagui con un reflector y cuatro directores.

dos a gran altura, el efecto de los vientos y otras razones han hecho que muchas veces se prefieran usar los dipolos continuos o sea *no abiertos*. En

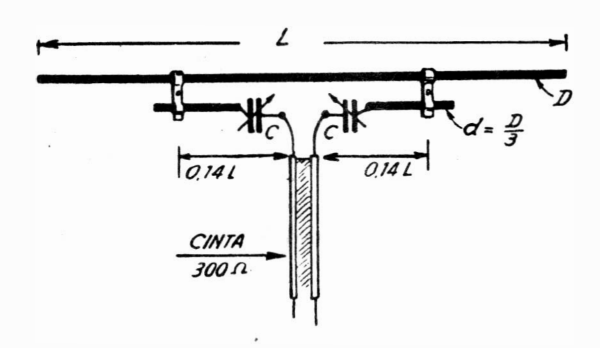


FIG. 228. — Forma de construir el adaptador en T para alimentar dipolos.

ese caso la conexión de la línea de alimentación requiere una adaptación de impedancias. Hasta ahora el único sistema de adaptación que vimos fue descripto en el capítulo anterior, figura 215, que presentaba la ventaja de que el dipolo era continuo, sin cortar, y la línea se conectaba al mismo mediante dos cables unidos a puntos determinados del dipolo.

Hay otros tipos de adaptadores para conectar una línea a un dipolo continuo, de los cuales los más conocidos son el *adaptador T* y el *gama*. El adaptador *T* se ve en la figura 228, y consta de dos barras paralelas al dipolo, colocadas a una distancia de unos 10 a 15 cm de éste mediante separadores rígidos metálicos que sirven de conexión en los extremos de dichas barras. El diámetro de los cables o caños para las barras es la tercera parte del usado para el dipolo y las longitudes de ambas barras es de 0,14 de la longitud del dipolo, o sea de la media onda. En serie con cada barra va un capacitor variable cuya capacidad es de 8 µµF por cada metro de la longitud de onda por irradiar; por ejemplo, para 20 metros se necesitan dos capacitores de: 8 × 20 = 160 µµF. Esos capacitores permiten el ajuste de la antena en servicio, en la forma como será explicada más adelante. El adaptador *T* es particularmente adecuado para líneas de alimentación del tipo de cinta de conductores paralelos, como la clásica de 300 Ohm.

El adaptador *gama* que muestra la figura 229 es particularmente apto para acoplamiento mediante cables coaxiles. Lleva una sola barra colocada paralelamente al dipolo, del cual queda separado en la misma forma que el tipo *T* y que tiene una longitud de un décimo de la del dipolo, o sea un décimo de media onda. En serie con esa barra va un capacitor igual a los que usábamos en el adaptador *T* y que tiene el mismo objeto.

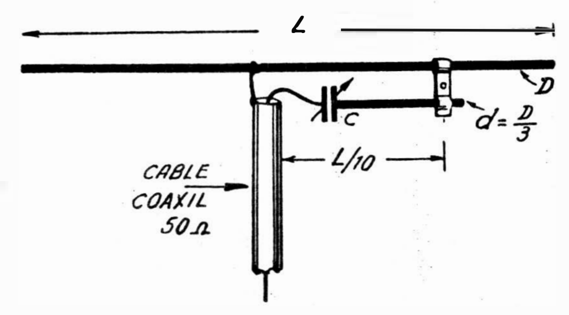


FIG. 229. — Forma de construir el adaptador gama para alimentar dipolos.

Antenas direccionales completas

Con todos los datos que tenemos acerca de los dipolos, cuyas dimensiones se dieron en una tabla del capítulo anterior, y las medidas y ubica-

Dimensiones y datos de los elementos parásitos

Cantidad de elementos	*Longitud dipolo* m	*Longitud reflector* m	*Longitud primer director* m	*Longitud segundo director* m	*Longitud tercer director* m	*Separación entre elementos* m	*Ganancia* dB
3	146/f	152/f	136/f	—	—	0,15 λ	7,0
3	146/f	150/f	138/f	—	—	0,25 λ	8,5
4	146/f	150/f	138/f	135/f	—	0,20 λ	9,5
5	146/f	150/f	138/f	135/f	132/f	0,20 λ	10,0

ciones de las piezas que forman los acopladores estamos en condiciones de diseñar una antena direccional completa para cualquiera de las bandas de aficionados. Falta solamente indicar las longitudes de los elementos parásitos agregados, de los cuales sabemos que los directores son más cortos que el dipolo excitado y el reflector es más largo. Asimismo, esos elementos guardan entre sí y con el dipolo ciertas distancias, las cuales dependen de la cantidad de elementos que se coloque; es sabido que los elementos parásitos aumentan la ganancia de la antena, la cual se mide en decibeles (dB). Con todos estos datos damos una tabla que permitirá al lector diseñar una buena antena direccional que orientada en la dirección de irradiación conveniente le proporcionará resultados satisfactorios.

Y aclaramos que las longitudes de los elementos se determinan dividiendo el número que da la tabla por la frecuencia tomada en Megaciclos por segundo y que la separación entre elementos es la misma que hay entre el reflector y el dipolo, entre éste y el primer director, entre el primero y el segundo, etc., y que tales separaciones están dadas en la tabla como una cifra que se obtiene multiplicando el decimal dado por la longitud de onda de la señal por irradiar, tomada en metros.

Con los datos de la tabla y la información suministrada para los acopladores que hemos visto podemos mostrar una antena direccional completa que nos servirá de ejemplo de diseño.

Ejemplo de antena direccional

Supóngase que se quiere diseñar una antena direccional para banda ciudadana, con tres elementos y una buena ganancia en la dirección de irradiación. Si observamos la tabla vemos que con tres elementos se puede obtener una ganancia de 8,5 dB dando una separación adecuada a las barras parásitas. Si se agregara un director, el aumento de ganancia es solamente de 1 dB y acordamos que no vale la pena aumentar el tamaño y las complicaciones constructivas. La ilustración que vemos en la figura 230 corresponde a un modelo comercial pero sirve perfectamente para orientar al lector acerca de la disposición que puede dar a los componentes.

Los datos fijos que tenemos son: como se trata de banda ciudadana, la frecuencia es de 27 Mc/s o sea que la longitud de onda es de 11 metros. El transmisor está previsto para un cable coaxil de 50 Ohm y por lo tanto conviene utilizar el acoplamiento *gama* de la figura 229. Veamos los cálculos que tenemos que hacer.

Del cuadro de dimensiones de antenas direccionales sacamos las relaciones necesarias para dimensionar el elemento excitado y los dos parásitos, así como las distancias entre los mismos:

longitud del dipolo: $146/27 = 5{,}40$ m
longitud del reflector: $150/27 = 5{,}55$ m
longitud del director: $138/27 = 5{,}25$ m
separación entre barras: $0{,}25 \times 11 = 2{,}75$ m

Los datos para dimensionar el acoplamiento del coaxil a la antena los obtenemos de la figura 229 y explicaciones anexas. Suponiendo que la antena la hacemos con caño de 10 mm de diámetro, el trozo del amoplamiento *gama* tendrá un diámetro que debe ser aproximadamente la tercera parte; usamos caño de 4 mm. Además, quedará separado del dipolo unos 10 cm. Luego tenemos:

largo de trozo adaptador: $L/10 = 5{,}40/10 = 0{,}54$ m

capacidad del variable: $8 \times 11 = 88$ μμF; se coloca uno de 100 μμF

Con lo cual tenemos dimensionada la antena de la figura 230 que necesitábamos.

Antenas rotativas

Una antena direccional presenta una gran ganancia en una dirección determinada que es precisamente la recta perpendicular al dipolo y con el sentido que va desde éste hacia el director; la irradiación en otras direcciones es muy chica o nula. Pero el problema que se le presenta al aficionado es que si desea irradiar en otra dirección que la que da esa antena fija no puede, a menos que pueda girar la antena para orientarla en cada caso en la dirección de la estación con la cual desea comunicar. Se comprende de inmediato que ello solo es posible si la antena puede ser girada para cada comunicación.

Para que una antena gire hay que hacer giratorio el mástil central de soporte y hay que acoplar la línea a la antena mediante un elemento que no sea afectado por dicho giro; claro, la línea de acoplamiento está unida al transmisor y la antena debe girar, luego entre una y otra debe haber contactos deslizantes u otro sistema que permita que la señal de la línea llegue a la antena dejando la primera fija y la segunda movible.

Los sistemas empleados para tal finalidad son varios, pero los más comunes son dos: el de anillos rozantes y el de lazo acoplador. El sistema de anillos consiste en conectar el dipolo a dos aros de cobre paralelos y muy próximos que están asegurados al mástil giratorio: la línea de acoplamiento se conecta a dos láminas elásticas que apoyan en esos aros sirviendo de contacto deslizante. Se comprende que un contacto de ese tipo obliga a limpieza frecuente para mantener baja la resistencia del contacto y disminuir las pérdidas. El otro sistema es más técnico y consiste en hacer dos aros conductores o espiras paralelas como lo muestra la figura 231. La espira superior queda conectada a la antena y gira junto con ella y la espira inferior queda conectada a la línea de acoplamiento y está fija. Al girar la antena se mantiene el paralelismo entre ambos lazos y la energía de R. F. pasa de uno a otro por inducción. El acoplamiento por lazos paralelos parece de menor rendimiento eléctrico que el de anillos rozantes, pero eso es cierto úni-

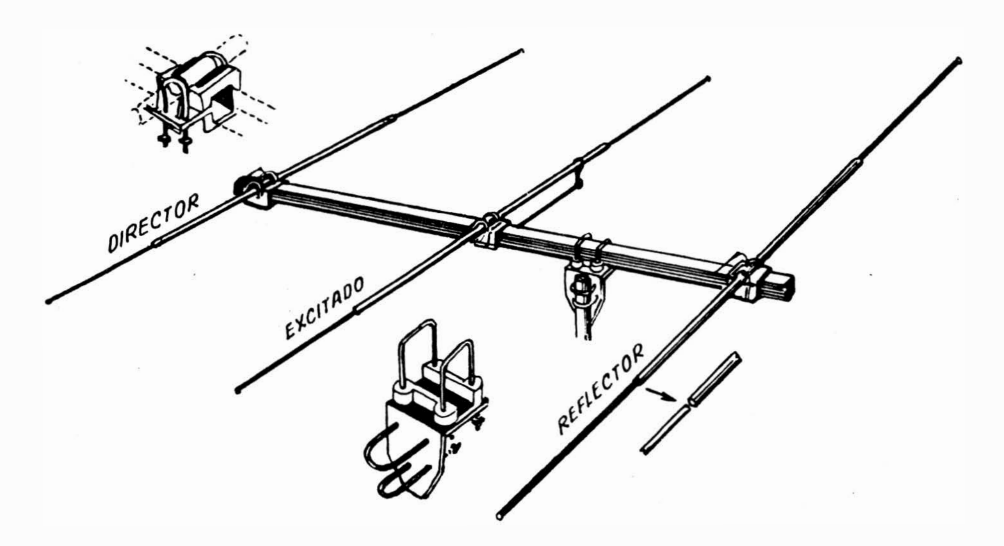


FIG. 230. — Ejemplo de una antena direccional de tres elementos, de construcción comercial.

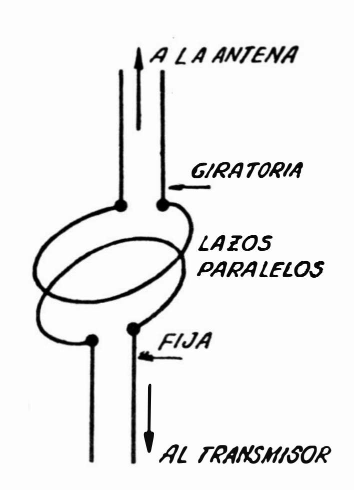


FIG. 231. — Tipo de acoplamiento inductivo para antenas rotativas.

camente mientras los contactos entre patines y anillos se hallan en perfecto estado. por lo que muchos aficionados prefieren el sistema de lazos.



FIG. 232. — Tipo de rotador de antena con motor eléctrico.

Si no se quiere hacer la rotación de antena a mano pueden usarse motores eléctricos llamados *rotadores*, uno de cuyos modelos se ilustra en la figura 232. En la actualidad, debido al auge de la TV se encuentran muchos rotadores en plaza y pueden usarse para antenas de aficionados sin ningún inconveniente. El caño inferior del rotador es fijo y el caño superior gira a baja velocidad debido a la acción de un reductor adecuado.

Antenas de longitud reducida

Para hacer antenas direccionales con elementos parásitos el lector ya estará pensando en que se requieren medidas un poco exageradas y ocurre que los armazones resultan muy robustos y por ende de grandes dimensiones: ni siquiera pensamos en este tipo de antenas para la banda de 80 metros puesto que el dipolo debería tener nada menos que 40 metros de largo. Las antenas rotativas son soluciones razonables para la banda de 10 metros y aun para 20 metros, pero para las bandas más largas no son practicables. Por otra parte, las comunicaciones en 80 metros las realizan los novicios, cuyos equipos son de potencia reducida y el alcance en esa frecuencia no es muy grande: en la banda de 40 metros se amplía el radio de acción, pero todavía no se cubren grandes distancias que justifiquen pensar en la direccionabilidad de la antena como problema importante. Pero al hablar de las bandas de 20 y de 10 metros en las cuales ya se hacen comunicaciones internacionales, la antena rotativa representa una ventaja de mucha importancia.

La antena para 10 metros no resulta tan grande, pues el dipolo tiene 5 metros en total, pero para 20 metros la medida de 10 metros de largo resulta incómoda. Por esta razón desde que se construyeron las primeras antenas direccionales se buscó un método para acortar los elementos; a ese empeño se sumó el de alivianar toda la antena y evitar que las barras se curven hacia abajo por efecto de su propio peso.

Planteadas así las cosas, veamos algunas de las soluciones prácticas para construir antenas de longitud reducida. La figura 233 muestra la

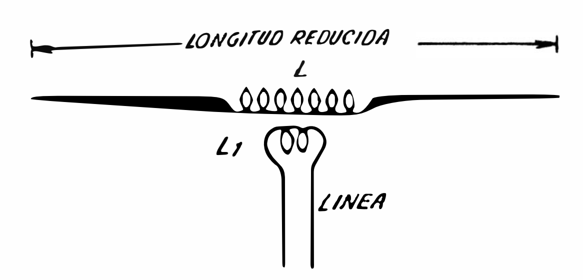


FIG. 233. — Para acortar la longitud de un dipolo se intercala una bobina.

inserción de una bobina en el centro de la antena que tiene por efecto reemplazar parte de la longitud física del dipolo; en este caso el acoplamiento de la línea de alimentación se hace por vía inductiva mediante otra bobina encimada, a la cual se conecta dicha línea. Resulta así muy simple el problema de la adaptación de impedancias, puesto que es cuestión de graduar convenientemente las cantidades de espiras de esas dos bobinas. En ejemplos que veremos inmediatamente daremos las reducciones de longitud que se obtienen.

Otro sistema para reducir la longitud del dipolo se muestra en la figura 234. Es similar al

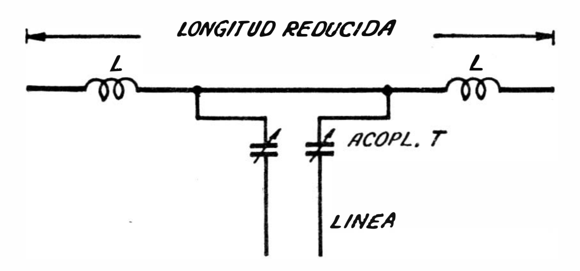


FIG. 234. — En lugar de una bobina central se pueden colocar dos bobinas en los extremos.

anterior, solo que lleva dos bobinas iguales, colocadas cerca de los extremos en lugar de una sola en el centro. El acoplamiento de la línea se hace en este caso por medio de un adaptador *T* que ya conocemos (figura 228), o uno *gama*. longitudes de estos elementos se ajustan de tal manera que el reflector sea un 3 % más largo que el dipolo y el director un 5 % más corto que dicho dipolo. Los tres elementos llevan una bobina en la parte central, cuya cantidad de

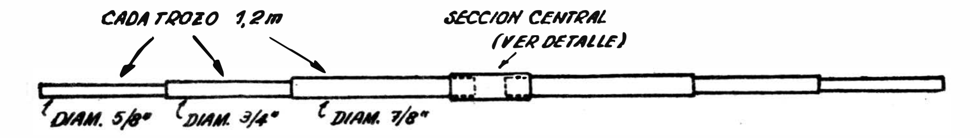


Fig. 235. — Para hacer ajustable la longitud del dipolo se lo hace con caños concéntricos.

En ambos sistemas de acortamiento de antenas los elementos parásitos, sean reflectores o directores, se acortan en la misma proporción, de modo que toda la antena resulta más chica que las que vimos anteriormente.

Como ejemplo práctico veamos una antena de longitud reducida para la banda de 20 metros, construida con caños de aluminio en forma telescópica, detalle que disminuye su peso y mejora su rigidez. El dipolo excitado se ve en la figura 235 y está construido con seis trozos de caño de aluminio de 1,20 metros de largo cada uno, de modo que descontando las penetraciones nos queda una longitud total de unos 6 metros, casi el largo correspondiente a la banda de 10 metros. Los trozos extremos no se aseguran definitivamente, sino que se desplazan durante el procedimiento de ajuste hasta obtener la posición de máximo rendimiento; luego se ajusta espiras se indica en la figura 236 pero cuyos detalles constructivos aparecen en la figura 237. Veamos un poco ese detalle.

La figura 237 muestra la parte central del dipolo excitado; para los dos elementos parásitos se procede igual sin colocar la bobina exterior de acoplamiento de línea. Una barra maciza de poliestireno de 19 mm de diámetro sirve de soporte central y de forma para la bobina de 42 espiras; esta barra se asegura a los caños y a dos aisladores tipo pilar mediante bulones. Los aisladores se aseguran después a una placa que se amarra al caño grueso transversal mediante una grampa U. La bobina se hace a espiras espaciadas de un diámetro y sus extremos se conectan a los bulones de soporte. Por fuera de este conjunto se coloca otro caño, este de lucite, de 42 mm de diámetro, con dos aros de cierre en los extremos; tal caño sirve de sostén a la bobina

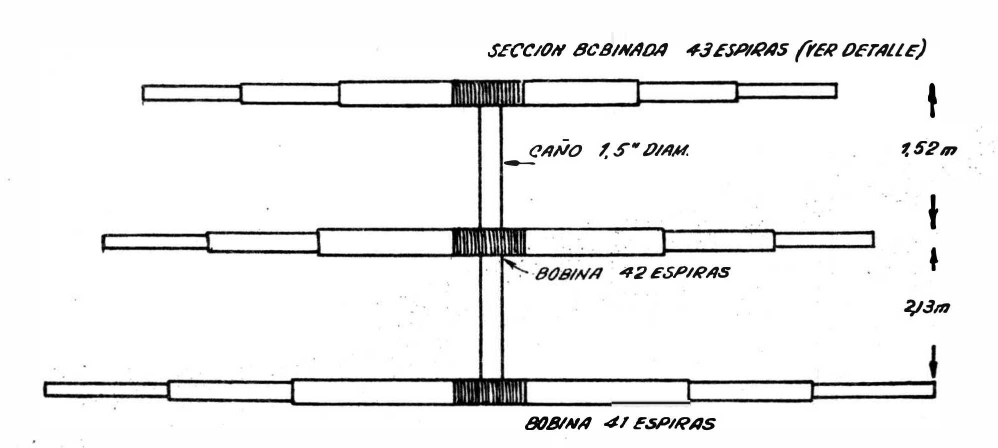


Fig. 236. — En la formación direccional todos los elementos se hacen con caños concéntricos.

al caño que sigue mediante una abrazadera, tal como se habrán asegurado los trozos fijos.

La figura 236 muestra los tres elementos colocados, separados entre sí con la ayuda de un caño grueso y con las medidas indicadas. Las de acoplamiento, que se hace con 5 espiras de alambre de 2 mm en la forma indicada en la figura. Al mismo tiempo este tubo forma una caja envolvente de la bobina de acortamiento.

Los dos elementos parásitos, o sea el reflector

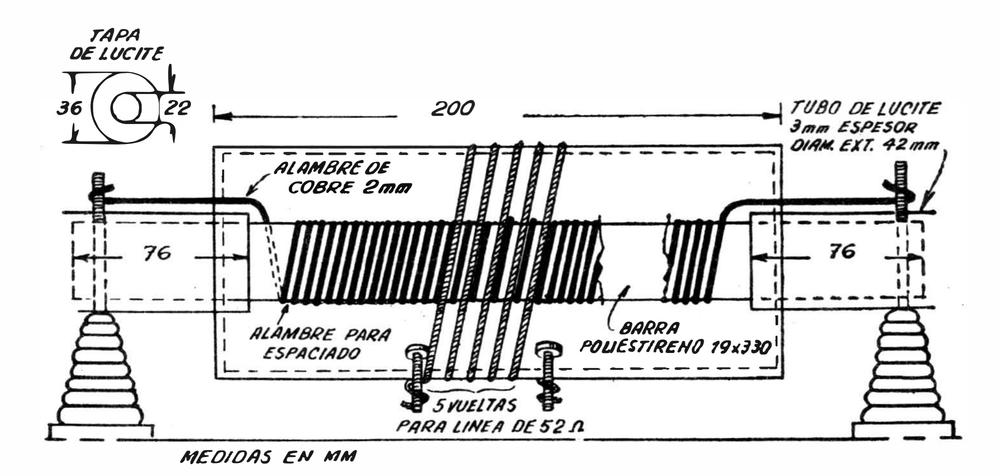


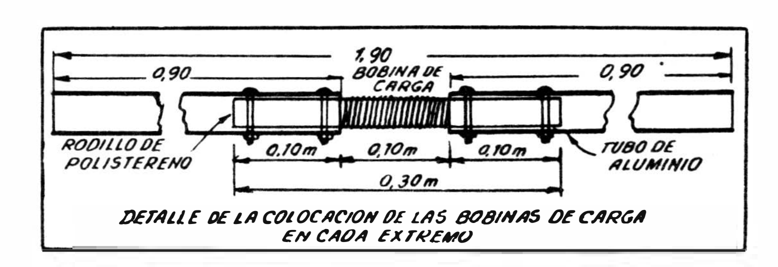
FIG. 237. — Modelo de bobina central en el dipolo y bobina de acoplamiento para la línea de alimentación.

y el director llevan sus respectivas bobinas de acortamiento, con las cantidades de espiras que indica la figura 236, y llevan también el tubo de envoltura, pero no necesitan la bobina de acoplamiento por tratarse de elementos no excitados.

El tubo grueso transversal se fijará mediante una grampa al mástil vertical que va al rotador de antena, en la forma conocida.

Veamos ahora un ejemplo del sistema de acortamiento que dimos en la figura 234 con bobinas en los extremos. Se trata también de una antena direccional para la banda de 20 metros, ya que en esta banda es donde se presentan los problemas de las dimensiones. La figura 238 nos muestra cómo se hace esta antena en cuanto al dipolo excitado, que en este caso lleva un adaptador *gama*. Los dos elementos parásitos se hacen igual, con las mismas bobinas, pero sin el acoplador, ya que no son excitados. Las longitudes de estos elementos se gradúan en la proporción establecida en el ejemplo anterior. La alimentación se hace con un cable RG8U de 52 Ohm.

La longitud total del dipolo resulta de 5,80 metros aproximadamente, pues debe ser ajustada desplazando los caños de los extremos hasta conseguir máximo rendimiento. La sección central es un caño continuo de 3,65 metros de largo y 2,6 cm de diámetro interior y los caños de los extremos deben tener como diámetro exterior esa misma medida a efectos de que calcen bien. Esos extremos se pueden ver en el detalle agregado en la figura 238 y se forman cada uno con



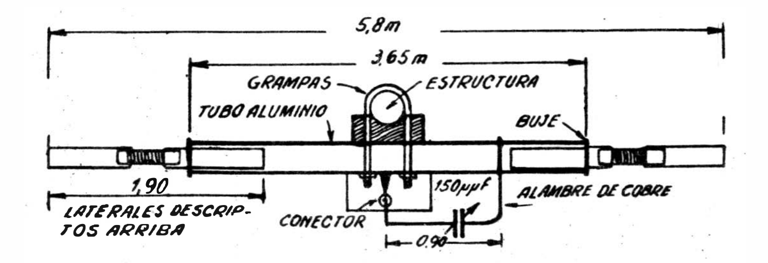


FIG. 238. — Modelo de dipolo acortado con bobinas en los extremos.

dos trozos de caño de 0,90 m cada uno unidos con un trozo cilíndrico de poliestireno, el cual sirve de forma para la bobina de carga. La ba-

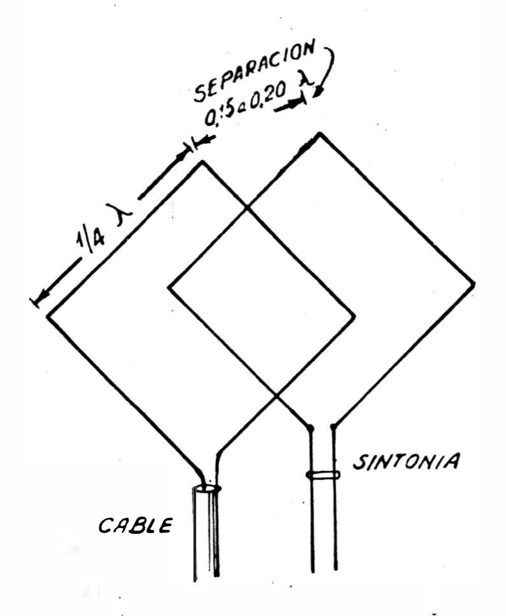


Fig. 239. — Diagrama básico de la antena cúbica.

rra queda con 10 cm al descubierto y penetra en los dos caños otros 10 cm en cada lado, asegurándolos mediante bulones pasantes.

Las bobinas se hacen con 30 espiras sin espaciar con alambre forrado en plástico del que se usa para instalaciones eléctricas y de un diámetro de 1,5 mm. Se hacen dos bobinas para el dipolo y dos para cada elemento parásito, colocadas en forma similar. El adaptador para el coaxil, como es lógico, va solamente en el dipolo excitado. Se hace con un cañito de 3 mm de diámetro y 90 cm de largo llevando insertado un capacitor variable de 150 μμF, el cual se coloca dentro de una caja plástica para protegerlo de la intemperie.

Los elementos parásitos se construyen en la misma forma que el dipolo, sin el adaptador *gama*. Las bobinas de carga del reflector son de 32 espiras y las del director son de 28 espiras, usando para las ellas el mismo tipo de alambre y espaciado. Para el ajuste deben desplazarse las piezas extremas en los tres elemetnos, pero usando distintas frecuencias: para el dipolo se usa la frecuencia central de 14.2 Mc/s. para el reflector se toman 700 Kc/s menos y para el director 700 Kc/s más que en el dipolo. Estos ajustes son comunes en antenas direccionales y serán explicados en el capítulo siguiente.

Antenas especiales

Aparte de los diseños clásicos que hemos tratado para las antenas direccionales, hay muchos otros que presentan particularidades favorables o no, pero que se los encuentra en equipos para aficionados. De entre todos los diseños existentes mencionaremos los dos que se han destacado por su simplicidad constructiva y su buen rendimiento. Se trata de la antena cúbica y la rómbica, ambas de muy simple diseño si bien presentan la desventaja de que ocupan mucho espacio para las bandas menores; no obstante, se las construye para 10, 15 y 20 metros con materiales tipo casero.

La *antena* cúbica también llama *quad*, puede verse en la figura 239 y consta de dos cuadrados paralelos cuyos lados tienen un cuarto de onda y la separación es de 0,15 a 0,20 de la longitud de onda; uno de esos cuadros es el elemento excitado y se alimenta con un cable coaxil de 52 Ohm, ya que ésa es la impedancia en el vértice abierto. El otro cuadro es un reflector y debe ser sintonizado abriendo un vértice y colocando allí un trozo de línea adaptadora de impedancia.

La posición de los cuadros es tal que una diagonal queda en posición horizontal y la otra vertical, lo que permite hacer un armazón con dos trozos de madera liviana o caña, una de las cuales, la vertical, se prolonga hacia abajo y oficia de mástil giratorio, en el punto de cruce de las cañas de ambos cuadros se coloca un travesaño separador que sirve de sostén al reflector.

Una ventaja de la antena cúbica es que en el

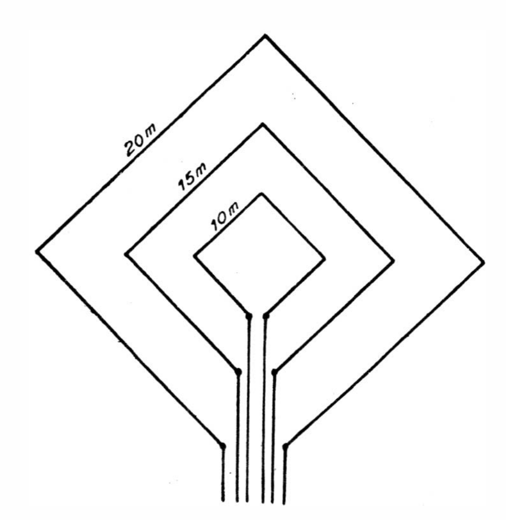


Fig. 240. — La ventaja de la antena cúbica es que se pueden colocar varias en un mismo soporte y en forma concéntica.

mismo soporte pueden colocarse dos o tres antenas, una para cada banda, tal como se ve en la figura 240. Cada antena lleva su propio coaxil de alimentación y cada reflector lleva su propio trozo adaptador de impedancia, el cual no es otra cosa que prolongaciones del mismo cable del elemento que se cortocircuita en un punto que resulta del ajuste. En la figura se han indicado las tres bandas de trabajo de la cúbica triple mostrada como ejemplo.

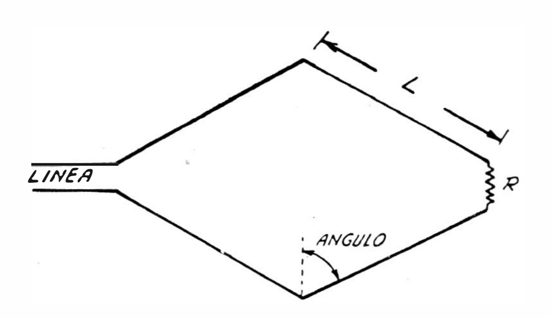


FIG. 241. — Diagrama básico de la antena rómbica.

Otra antena que goza de cierta popularidad por su simplicidad es la *rómbica* que mostramos en forma simplificada en la figura 241. Su principal ventaja es que es aperiódica, o sea que puede usarse indistintamente en cualquiera de las bandas de aficionados: además es unidireccional, o sea que irradia en la dirección que va de la izquierda a la derecha en el caso ilustrado. El resistor *R* que forma la terminación en el vértice del rombo tiene un valor de 700 a 800 Ohm, y su disipación debe ser de por lo menos un tercio de la potencia entregada por el transmisor.

Ahora que hemos mencionado las ventajas de la antena rómbica, debemos hablar de sus desventajas. La primera es que requiere cuatro mástiles de soporte, uno para cada vértice del rombo, todos de la misma altura, pues esta antena debe instalarse en posición perfectamente horizontal. Su segunda desventaja está en las dimensiones, pues baste decir que para que sirva para las bandas a partir de los 40 metros, la dimensión *L* de la figura es del orden de los 96 metros, y en ese caso la medida de la diagonal mayor resulta de 177 metros y la diagonal menor 65 metros, todo ello de acuerdo a la fijación del ángulo que marca la figura por vía experimental y obteniendo las medidas dadas con ayuda de la geometría. La tercera desventaja es que requiere línea de alimentación del tipo de 600 a 700 Ohm, lo cual excluye el uso de cintas o cables coaxiles que son preferidos por los aficionados.

Las razones enunciadas acerca de estos tipos especiales de antenas que pueden aplicarse a otras no mencionadas, hacen que los aficionados modernos prefieran las que describimos anteriormente, para las cuales se obtienen en plaza los materiales para construirlas, pueden usarse rotadores del tipo para TV y permiten ser alimentadas con cintas o coaxiles comunes, que resultan muy cómodos: por ello no damos mayores detalles de las antenas especiales.

Día 14

Para algunos lectores este libro puede darse por terminado, ya que se han explicado los conceptos fundamentales de la transmisión y la recepción radioeléctrica y se han encarado circuitos reales de equipos listos para funcionar, es decir, para realizar comunicaciones; ese grupo de lectores sería el integrado por los que ya tienen experiencia en la materia, que ya han trabajado en la construcción de aparatos aunque no sean precisamente del tipo que hemos mostrado en diversas figuras. Pero suponemos que la gran mayoría de los que nos han seguido a través de las jornadas transcurridas espera que abordemos los aspectos prácticos de la construcción de equipos, de los ajustes y de las verificaciones, aunque muchas de esas cosas aparezcan elementales.

Por estas razones dedicaremos la presente jornada a comentar esos temas. El armador de radio está acostumbrado a comprar todos los elementos necesarios para un receptor o un amplificador, incluidos el chasis y el gabinete; para armar transmisores no se encuentran tales elementos y hay que improvisarlos. Por tal razón hemos dado siempre la información necesaria para hacer las bobinas, la distribución de elementos en el chasis y en el panel frontal, etc.; ahora hablaremos de la colocación de esos mismos elementos, de los aparatos necesarios para hacer ajustes y de los procedimientos para lograr el máximo rendimiento de las antenas, tema este último que quedó prometido en la jornada anterior.

PRACTICA DE ARMADO Y PRUEBAS

Es muy difícil determinar qué y cuánto debe decirse sobre la preparación y montaje de las piezas que integran un circuito radioeléctrico porque ello depende del grado de experiencia del lector y de las particularidades del material elegido. Por tal razón hay que elegir un punto de partida, una línea divisoria entre lo que ya saben los lectores y lo que debemos explicarles, línea que hemos trazado con un razonamiento previo que expondremos.

Para construir y manejar una estación transmisora se requiere una experiencia previa que comprenda la interpretación de esquemas y la realización de conexiones; podemos suponer que los lectores están en esa situación. Es decir que cualquier armador de radio puede convertirse en aficionado transmisorista con ayuda de este libro y con tal premisa hablaremos de las cosas que puede no saber un armador. Y entiéndase que no subestimamos su capacidad sino que admitimos que tales cosas responden a problemas que no se han presentado antes por el simple hecho de que se ha acostumbrado a trabajar con conjuntos de elementos, con *kits*, y el armado consiste en colocar todos los componentes en los agujeros que trae el chasis que compró. En transmisión aparecen más problemas porque no hay tales chasis y conjuntos de elementos; hay que arreglárselas improvisando, eligiendo parte por parte, disponiendo los elementos sobre un papel para hacer la distribución previa y poder construir el chasis, en fin, que el aficionado es también un poco proyectista. Todo esto no lo decimos para desanimar al lector sino, muy por el contrario, para crear en él un entusiasmo que le reportará satisfacciones desconocidas en cuanto haga su primer equipo emisor.

Ya podemos limitar los temas que debemos abarcar en este capítulo. No hablaremos de conexiones, de zócalos de válvulas con la ubicación de sus electrodos, de transistores, capacitores, resistores y demás componentes comúnmente empleados en la práctica diaria del armador. Pero hablaremos de la construcción y verificación de bobinas, porque no se las encuentra hechas; de chasis, tabiques y blindajes, por la misma razón;

del instrumental para pruebas, porque es distinto al empleado en el taller común de radio, y de ajuste de antenas, porque es raro que un armador se haya preocupado por el problema de la antena para un receptor y, en cambio, en un transmisor ello es fundamental. Con estas aclaraciones previas, y la recomendación que hacemos a aquellos lectores que tampoco tengan experiencia como armadores de leer otros tomos de esta misma colección ("Aprenda Radio en 15 Días" y "Aprenda Transistores en 15 Días") podemos comenzar la tarea.

Instrumental del aficionado

La palabra *instrumental* adquiere siempre carácter pomposo porque hace pensar en costosos aparatos de laboratorio, pero para borrar tal impresión pensemos que dentro de la denominación de instrumental quirúrgico se encuentra el bisturí que es un cuchillito... Nos ocuparemos de los aparatos que necesita el aficionado para mejorar el rendimiento de sus equipos y especialmente de aquellos que no son conocidos en el taller del armador de radio, puesto que hemos dicho que admitimos en los lectores conocimientos teórico-prácticos al nivel de armadores.

Por ejemplo, si observamos la figura 242 vemos un dispositivo demasiado simple para que merezca la denominación de instrumento; sin embargo se trata del llamado *aro de Hertz* y consiste en un zócalo para foquito de dial al cual se le ha hecho una espira de unos 5 cm de

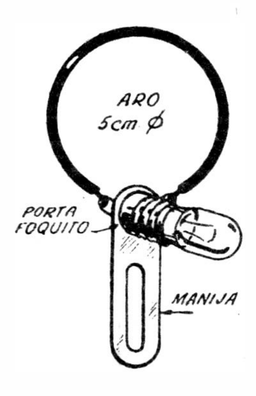


Fig. 242. — Forma de construir un aro de Hertz para comprobar existencia de R.F.

diámetro con sus extremos soldados a los dos terminales del portafoquito; si colocamos el foquito y acercamos este aro a una bobina alimentada con radiofrecuencia la lamparita encenderá sin hacer ninguna conexión. La razón de que encienda se comprende fácilmente porque al acercar el aro a la bobina se induce en el mismo una corriente de R. F.; la intensidad luminosa de la lamparita dependerá de la distancia entre el aro y la bobina y de la potencia de R. F. que haya en la bobina. La prolongación del

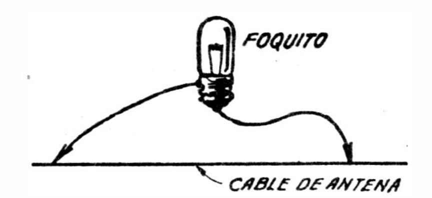


Fig. 243. — Forma de verificar existencia de R.F. con la lámpara de antena.

portafoquito sirve de mango pero si no la tiene se le coloca un trozo de alambre u otro material.

No existe un aparato más simple que el aro de Hertz para saber si una bobina está excitada, e inclusive, observando el brillo del foquito, para encontrar el ajuste óptimo de un tanque sintonizado, por ejemplo. Claro que si la cantidad de energía de R. F. en la bobina es reducida, como sería el caso de un oscilador, no podemos esperar que el foquito nos ilumine la habitación, pero siempre es un indicador útil y económico.

La *lámpara de antena* es otro aparatito sencillo para el aficionado; lo vemos en la figura 243 y consiste en un foquito con dos trozos de cable que permiten tocar dos puntos alejados unos 50 cm de una línea de transmisión, siempre que ella no tenga aislación; en tal caso hay que quitar la envoltura en los dos puntos; en el ajuste del tanque de salida de un transmisor esta lamparita sirve como indicador de corriente de salida de R. F. y permite buscar el máximo. Si la línea de alimentación que tenemos en nuestro transmisor es un cable coaxil no podemos usar este método y debe recurrirse a otro indicador, tal como veremos.

El ondámetro o medidor de intensidad de campo

Uno de los aparatitos que mayor utilidad presta al aficionado es el ondámetro que no es otra cosa que un receptor de señales llevado a su máxima simplicidad. Como se lo usa en las proximidades del transmisor no se requiere que amplifique las señales captadas y entonces no lleva válvulas y, por ende, tampoco fuente de alimentación. Se trata simplemente de un cir-

cuito sintonizado para captar la señal, un detector para rectificar esa señal y un medidor para determinar la intensidad de corriente. Y todavía, si le agregamos un cable largo al medidor tenemos un indicador remoto que nos permitirá hacer los ajustes de las antenas direccionales que vimos en el capítulo anterior, pues tenían unas barras que debían deslizarse dentro de los extremos de los elementos de las antenas para lograr el máximo rendimiento.

Después de esta presentación ya podemos mostrar nuestro ondámetro, cuyo esquema se ve en la figura 244. No es el único modelo de los que pueden hacerse, pero es el tipo más simple. Puede usarse con el cable largo o sin él, según la aplicación. El circuito sintonizado se hace con bobinas enchufables para que nos sirva para cualquier banda y junto con el detector va en una cajita metálica cerrada que tiene un orificio para salida de una antena telescópica de las que se usan para radios a transistores, otro para el eje del capacitor variable al cual le colocamos una perilla y una escala graduada de 0 a 100 y un conector de dos terminales para el cable que va al medidor. En otra cajita colocamos el medidor, que es un amperímetro de 50 microamper con un filtro de R. F. formado por dos resistores y un capacitor. Las bobinas las hacemos con formas de 30 mm de diámetro, enchu-

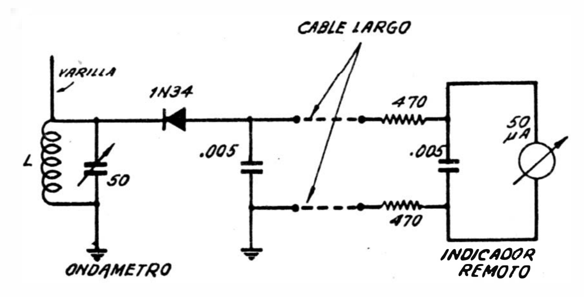


FIG. 244. — Esquema de un ondámetro con control remoto para verificar la emisión de señal.

fables, y según los datos de la tabla adjunta, la cual sirve también para el aparato que describiremos después.

Ahora veamos el uso que podemos darle al ondámetro. Si lo colocamos cerca del transmisor de modo que la irradiación del tanque de salida llegue hasta la varilla captadora, colocamos la bobina que corresponde a la frecuencia de salida del tanque, y sintonizamos el ondámetro a máxima indicación tenemos un indicador remoto de salida que nos permite realizar ajustes en el transmisor. Hay que tener cuidado con el instrumento, porque estando cerca del emisor

Bobinas para el ondámetro o el grid-dip

Banda Mc/s	*Espiras* Nº	*Diámetro alambre* mm	*Espaciado entre espiras* mm
1.4 - 4,0	90	0,15	juntas
3,5 - 5,6	48	0,4	juntas
5,2 - 9,6	24	0,8	0.8
9.0 - 16	14	1,2	1.2
15 - 30	8	1,2	1.2

puede detectarse una corriente mayor que los 50 microamper; por ello la varilla puede conservarse muy poco salida y sacarla de a poco mientras observamos las lecturas. Para esta operación no usamos el cable largo sino que unimos el medidor al ondámetro con un cable corto.

Si colocamos el ondámetro a cierta distancia del transmisor, distancia que para el ajuste de antenas no debe ser inferior a cuatro veces la longitud de onda, podremos tener un indicador de irradiación; claro que en ese caso una persona tendría que estar junto al transmisor y otra junto al ondámetro, pero para tal situación se tiene el cable largo: colocando el ondámetro a la distancia debida del transmisor y el medidor con el cable largo junto al transmisor, el operador puede realizar los ajustes sin la ayuda de otra persona. Por ejemplo, para una antena direccional para la banda de 20 metros el ondámetro debe estar a cuatro longitudes de onda de distancia, lo que nos da unos 80 metros; luego, se requerirán 80 metros de cable bifilar, lo que no es una exageración.

El ondámetro puede ser calibrado en frecuencias con ayuda de un generador de señales que tenga dial calibrado; para ese fin hablamos al principio de colocarle una escala a la perilla del capacitor variable. En tal caso el aparato pasa a ser un frecuencímetro monitor: pero como ya para esa finalidad se requiere mayor sensibilidad es conveniente recurrir al otro aparato que describiremos de inmediato. De todos modos, la calibración del dial del ondámetro es un agregado que el lector puede hacer como una práctica interesante, y que puede prestarle utilidad a falta de un instrumento más adecuado.

Medidor por pozo de grilla

Este aparato también se lo conoce con el nombre de *grid-dip* (pozo de grilla en inglés), es sumamente simple y presta valiosos servicios al

aficionado transmisorista. El circuito de un modelo muy sencillo para construir se muestra en la figura 245 y consta de un solo triodo, un circuito resonante con bobinas enchufables para cubrir todas las bandas de aficionados, un indicador de corriente de grilla que es un miliamperímetro de 1 mA y una fuente de alimentación. Como se ve, se trata de un oscilador de R. F. que tiene un indicador de la corriente de grilla.

Veamos el fundamento de su uso. Si acercamos la bobina *L* a un circuito sintonizado, aunque el mismo no tenga señal de R. F., se producirá una absorción de energía de R. F. de nuestro oscilador por parte del circuito sintonizado exterior, lo cual ocasionará una reducción de la corriente de grilla; ello se indica por un movimiento hacia atrás de la aguja del miliamperímetro, como si hubiera un *pozo* en la curva de salida constante de nuestro oscilador. Entonces, lo primero que debemos hacer es colocar en el grid-dip una bobina adecuada para la banda a la cual pertenece el circuito sintonizado que se quiere comprobar, bobinas que se hacen con los datos de la tabla dada anteriormente, luego se sintoniza con el grid-dip la frecuencia de resonancia indicada precisamente por el pozo de grilla; hemos determinado con exactitud la frecuencia de sintonía del tanque externo al cual arrimamos el grid-dip.

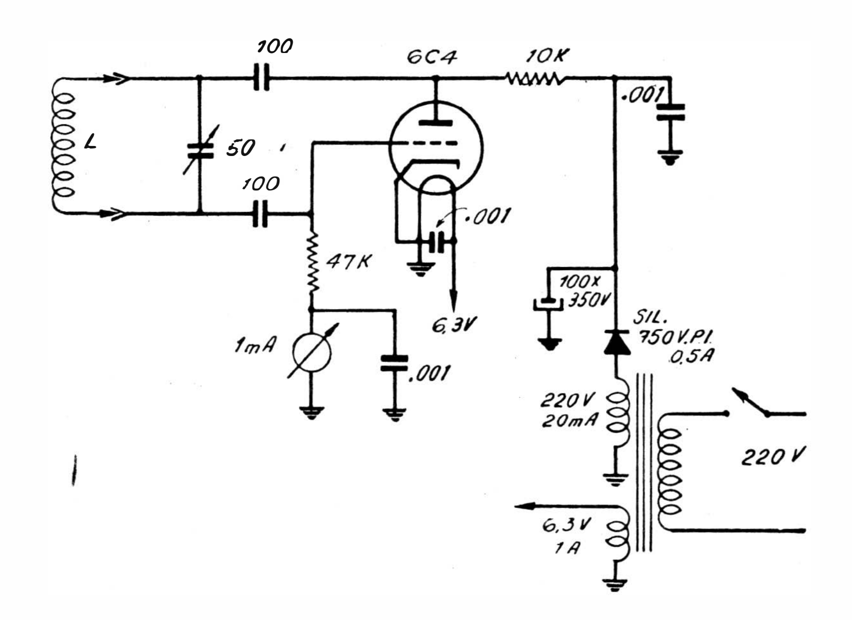


Fig. 245. — Esquema de un medidor por pozo de grilla para indicar resonancia.

Este aparato tiene otros usos, como ser la verificación de las bobinas que construimos para un transmisor. En efecto, una vez que tenemos todas las bobinas para las distintas etapas y bandas de un transmisor, las conectamos una a una a su correspondiente capacitor variable y arrimamos el conjunto a la bobina del grid-dip; el pozo de grilla nos indica la frecuencia de resonancia, pero nosotros hacemos dos mediciones para cada bobina: una con el capacitor externo totalmente cerrado y otra totalmente abierto. Las dos frecuencias que nos indica el grid-dip marcan la cobertura de frecuencias del conjunto en prueba y si no cubre la banda deseada podemos hacer correcciones; si la banda queda superada hacia arriba en frecuencia, deben aumentarse espiras a la bobina y si queda superada hacia abajo deben quitarse espiras.

Pero hay algo que todavía no hemos dicho. El medidor por pozo de grilla tiene que tener un dial calibrado en frecuencias para todas las bandas que cubre pues sin eso no nos serviría para nada. Y éste es el problema para el que lo construye, de modo que hablaremos un poco de ese problema.

Para calibrar las frecuencias en la escala necesitamos un generador de señales calibrado o un receptor de comunicaciones de dial calibrado, preferiblemente el mencionado en primer término. Si la salida de R. F. del generador se aplica a una bobinita que improvisamos en forma de lazo conectándola entre los dos extremos del cable de salida y arrimamos esa bobinita a la del grid-dip se producirá un enérgico pozo de grilla por batido entre las dos señales. Si lo que tenemos es un receptor, hay que acercar la bobina del grid-dip a un lazo que se alimenta desde

la bobina de antena del receptor o simplemente hay que arrimar la bobina del grid-dip a dicha bobina de antena.

También este aparato sirve como ondámetro si se corta la alimentación de placa de la válvula osciladora, puesto que en ese caso dicha válvula funciona como diodo detector con un indicador, pero la sensibilidad no alcanza a la que tiene el aparato que describimos antes; lo mencionamos como una posibilidad más del grid-dip para los casos en que el aficionado no disponga de ondámetro y sí de un grid-dip.

Construcción de bobinas

Hemos tenido oportunidad de ocuparnos infinidad de veces de las bobinas para los distintos circuitos presentados a lo largo de este libro y en todos los casos se han dado los datos necesa-

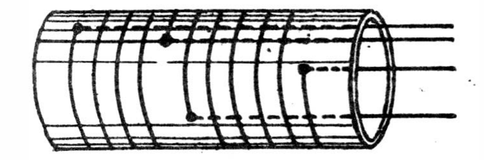


Fig. 246. — Forma de disponer una bobina de dos secciones sobre una forma.

rios para hacerlas, puesto que no se la encuentra en plaza. Esos datos incluyen la cantidad de espiras y la separación entre ellas, el diámetro de la bobina y la longitud que ocupa el bobinado; también se ha dado el diámetro del alambre necesario.

Para los lectores expertos, con tal información no se les presenta ningún problema y pueden hacer las bobinas pedidas para cada equipo. Pensamos que muchos lectores, en cambio, necesitan explicaciones adicionales y de ellas nos ocuparemos ahora. Una bobina puede hacerse sobre una forma de material aislante o sin esa forma, en cuyo caso se llama *autosoportada*; es evidente que para este último tipo se requiere un alambre grueso que tenga la suficiente rigidez como para que quede con la forma que le dimos sin deformarse.

Los tubos o formas para bobinas pueden ser de cartón prensado, de bakelita, de lucite, de porcelana, etc. Esos tubos pueden estar provistos de patas para ser enchufadas en un zócalo y pueden tener agujeros para paso de los alambres que forman la bobina; otros tubos vienen sin nada de eso e inclusive hay que cortarlos a la medida necesaria. También hay formas con núcleo de hierro roscado en el interior.

Si una forma tiene patas para zócalo y tiene los agujeros para paso de los alambres, la terminación de la bobina no es un problema que merezca que nos ocupemos de él. Tomamos el alambre del diámetro pedido, pasamos por un agujero cerca del extremo del tubo la punta del alambre y la hacemos salir por el interior de una de las patas después de haberle quitado la aislación; si se trata de esmalte, hay que rasparlo con esmeril fino. Damos la cantidad de espiras que se pide ocupando el largo de bobinado también especificado y cortamos el alambre dejando un trozo de unos cuantos centímetros, como para que alcance para pasarlo por un agujero próximo y por otra pata de conexión. Si en el mismo tubo va otra bobina, procedemos en forma similar. Luego, se sueldan los alambres a las patas cuidando que la gota de estaño no tenga mayor diámetro que la pata misma. Hay que fijarse en las patas que corresponden a los principios y fines de cada bobina a los efectos de hacer correctamente las conexiones en el zócalo que recibirá a esa bobina, todo de acuerdo con lo que marca el esquema.

Pero supongamos que no tenemos una forma con patas y agujeros para hacer nuestra bobina. La figura 246 nos muestra una bobina que tiene dos partes que se ha hecho en un tubo de cartón prensado o de lucite. Primero se hacen los agujeros teniendo en cuenta las longitudes que deben ocupar los bobinados, dato siempre conocido y separando cada par de agujeros correspondientes a una bobina un poco más que la medida

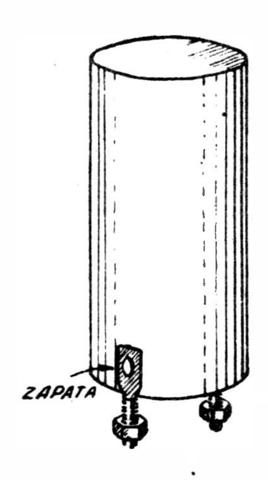


Fig. 247. — Las formas se sujetan al chasis mediante zapatas.

de la bobina; obsérvese que los agujeros no deben quedar alineados sobre una recta paralela al eje del cilindro porque se molestarían los

alambres interiores. Dos bobinas en un tubo requieren cuatro agujeros y cuatro trozos de alambre saliendo por un extremo del tubo; estos últimos pasarán por un agujero del chasis para poder hacer las conexiones una vez montada la bobina.

Una bobina puede ser montada en dos posiciones con respecto al chasis: vertical y horizontal. Las bobinas no muy grandes, correspondientes a las etapas previas a la final generalmente van en posición vertical. Para tal fin se le colocan al tubo dos zapatas del tipo para tándem, según lo muestra la figura 247; haciendo dos agujeros en el chasis puede asegurarse la bobina al mismo. Claro que si nuestro circuito pide bobinas enchufables, caso típico de los circuitos multibanda sin llave selectora, no pueden usarse las bobinas que estamos describiendo sino que hay que hacer las del primer tipo.

Las bobinas de los tanques de salida y de las etapas previas que tienen cierta potencia suelen montarse en posición horizontal; en ese caso se recurre a los pilares de porcelana, tal como se ve en la figura 248. El tubo debe ser un poco más largo que lo necesario para los bobinados a fin de asegurar al mismo los dos pilares. También pueden emplearse tornillos largos a los que se le coloca un trozo de tubo de un diámetro de unos 5 a 6 mm y así se asegura la bobina al chasis; pero en tal caso debe cuidarse la distancia del tornillo a la primer espira del bobinado cuando la tensión entre esos dos elementos es alta.

Cuando la bobina se hace con alambre grueso, de 2 mm de diámetro o más, o con tubo hueco,

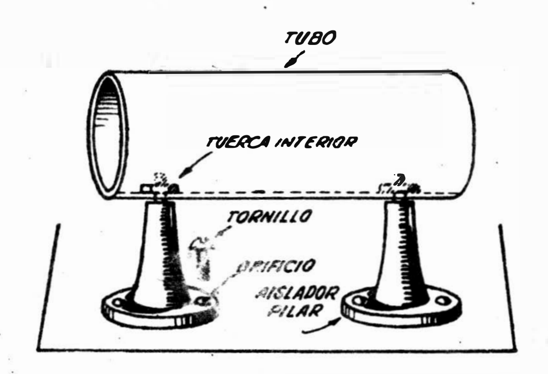


Fig. 248. — También pueden sujetarse las formas al chasis mediante aisladores.

puede construirse en forma autosoportada, con lo que se eliminan las pequeñas pérdidas que siempre acarrean los tubos aislantes. Para bobinarlas se les coloca un cilindro adentro que después se retira y nos queda la bobina en la forma como lo muestra la figura 249. Debe trabajarse con un buen estirado del alambre o del caño para que quede bien rígida y con la debida separación entre espiras. En ambos ex-

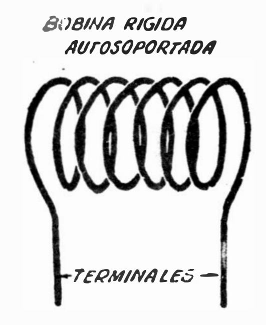


Fig. 249. — Las bobinas autosoportadas se hacen con alambre rígido.

tremos se dejan trozos sobrantes para hacer las conexiones al circuito; cuando se hace esa operación se tratará que esos extremos de conexión sean lo más cortos posible.

Verificación de bobinas

Ya hemos hablado de esta operación cuando describimos el medidor por pozo de grilla, de manera que insistiremos al solo efecto de que el lector asimile bien el procedimiento, pues le será necesario más de una vez. Cuando tenemos armadas las bobinas que corresponden a cada banda de frecuencias de nuestro equipo, y tenemos también el capacitor variable que se conectará a tales bobinas, podemos verificar si cumplen con el objetivo señalado por el proyectista del circuito. Para tal fin debemos comprobar si se produce la cobertura de banda.

Necesitamos un grid-dip, en el cual colocaremos la bobina de la banda que vamos a verificar. Luego conectamos la bobina en prueba en paralelo con el capacitor variable que corresponde a la etapa en la cual va esa bobina; acercamos el conjunto resonante al grid-dip, tal como lo quiere expresar la figura 250. Cerramos completamente el variable y buscamos en el grid-dip el pozo de grilla que nos indicará la frecuencia de resonancia de nuestro tanque en prueba; esa frecuencia es la menor de la banda. Luego abrimos completamente el variable y volvemos a buscar el pozo de grilla, el cual nos indicará la frecuencia mayor de la banda. Ahora debemos comprobar si la banda que nos cubre nuestro tanque es la que deseamos. Pueden ocurrir varias cosas, entre las cuales citaremos las tres más importantes:

a) Que al banda cubierta aparezca corrida hacia abajo, o sea que comience en una frecuencia más baja que la necesaria. En ese caso quitamos una espira a la bobina y volvemos a hacer la comprobación con el grid-dip para ver si hemos desplazado la banda lo suficiente; si así no fuera repetimos el proceso hasta lograr el resultado deseado.

b) Que la banda cubierta aparezca desplazada hacia arriba o sea que llegue a frecuencias más altas que las necesarias. En ese caso a la bobina le faltan espiras o le sobra longitud; podemos agregar algunas espiras mediante agregado de un trozo de alambre soldado en el extremo del existente o podemos juntar un poco las espiras haciendo nuevo agujero para el extremo del bobinado, si ello es posible, puesto que si se trata de espiras juntas no hay tal solución.

c) La banda que cubre nuestro tanque queda comprendida en un pequeño giro del variable que es mucho menor que los 180° del giro total.

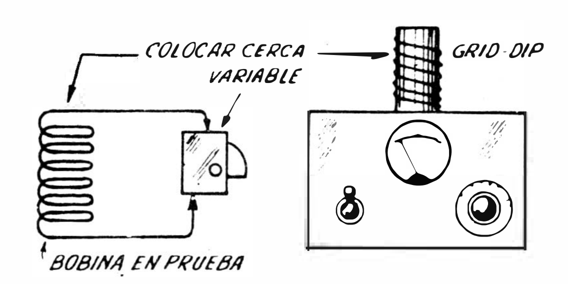


Fig. 250. — Verificación de una bobina mediante el grid-dip o medidor por pozo de grilla.

Eso significa que hay un error de diseño y se soluciona conectando en serie o en paralelo con el capacitor variable uno fijo para producir una suerte de ensanche de banda. Los valores de esos capacitores fijos se obtienen experimentalmente, pero para comenzar puede probarse con un capacitor fijo de la mitad de capacidad del variable, si lo conectamos en paralelo, o con uno de doble capacidad si lo conectamos en serie. Una nueva prueba con el grid-dip nos dirá si debemos modificar esos valores en más o en menos.

El trabajo en chapa

Hemos dicho que para hacer receptores o amplificadores comunes encontraremos los chasis, diales paneles y gabinetes necesarios en los comercios de plaza. Para transmisores, como cada equipo es un proyecto distinto, no podemos esperar esa comodidad, si bien hay algunos chasis sin perforaciones, gabinetes metálicos y otros elementos que nos pueden servir. Pero el aficionado gusta de hacer *todo* su equipo y por ello daremos algunas explicaciones sobre tal tarea.

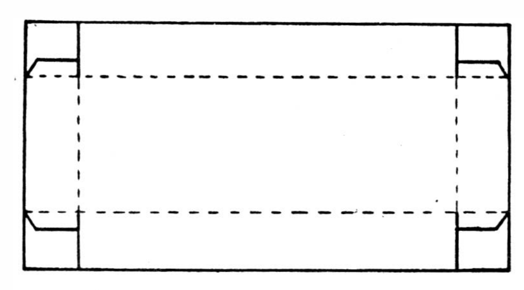


Fig. 251. — Forma de marcar la chapa de aluminio para hacer un chasis.

Para hacer chasis, blindajes, tabiques, etc. conviene usar chapa de aluminio por la facilidad que ofrece para ser trabajada. Para chasis en general debemos usar la de 1,5 ó 2 mm de espesor para que tenga la suficiente rigidez. Para tabiques separadores y blindajes puede emplearse la de 1 mm de espesor, siempre que esos elementos no deban soportar accesorios fijados a ellos.

Para marcar un chasis se procede como indica la figura 251, donde el rectángulo central punteado tiene las dimensiones requeridas para el chasis y el contorno tiene por ancho la altura estipulada para ese chasis. Obsérvense las cuatro aletas que permitirán armar el chasis mediante tornillos o remaches. Una vez cortada

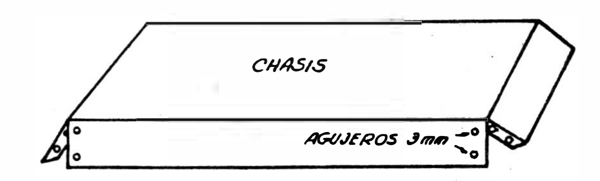


Fig. 252. — Forma de doblar la chapa para armar el chasis.

la chapa por las líneas llenas y dobladas por las líneas de trazos se arma el chasis en la forma como lo muestra la figura 252. Para doblar la chapa se la coloca entre dos trozos de tirantillos de madera y se presiona con una tercer madera hacia un lado hasta lograr que forme el ángulo recto que se necesita; si la chapa es gruesa será necesario golpear con una maza para lograr el doblez, tal como lo muestra la figura 253.

Luego se hacen agujeros en las aletas y en los costados largos del chasis para pasar los remaches o los tornillos de fijación y nos queda el

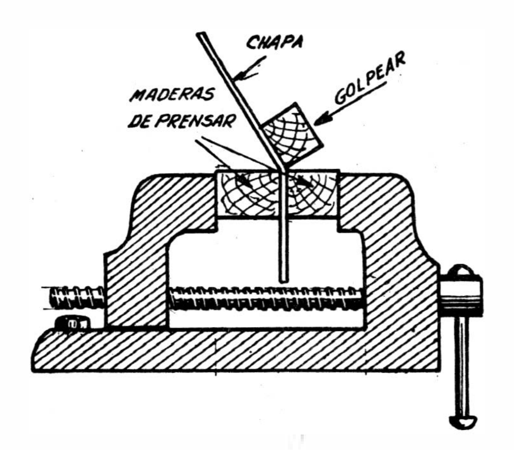


Fig. 253. — Si no se posee una dobladora de chapas la operación puede hacerse en una morsa.

chasis terminado. Ese chasis llevará diversas perforaciones para zócalos, transformadores, etc. Deben marcarse según la distribución de elementos y hacerse con ayuda del taladro, sierra y limas. Más adelante volveremos sobre algunos detalles de tales perforaciones.

Si en lugar de un chasis hay que hacer un blindaje cerrado para una etapa completa como puede ser un oscilador, u otra cosa, la forma que adquiere el conjunto difiere de la que tenía el chasis, pues se trata de un prisma cerrado por todos los lados menos la base, ya que generalmente estos blindajes apoyan en el chasis. La

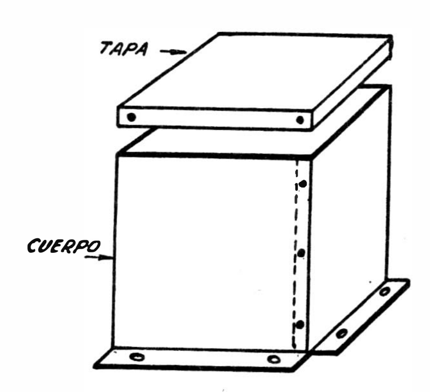


Fig. 254. — Forma de armar una caja de blindaje hecha con chapa.

figura 254 nos muestra un ejemplo de lo que estamos diciendo. Este blindaje se hace con dos chapas, una forma los cuatro costados y otra la tapa; en el cuerpo se forman aletas inferiores en dos o en cuatro lados para fijar el blindaje al chasis y en la tapa se forman también aletas para asegurarla al cuerpo. En algunos casos se prescinde de la tapa, otras veces los blindajes son cilíndricos, en fin, las posibilidades que se presentan son muy variadas, pero en todos los casos las soluciones son similares.

Hay casos en que el blindaje toma el aspecto de un simple tabique, sea porque se coloca cerca de un extremo del chasis en la parte interior del mismo o sea porque basta formar una barrera electrostática en un lugar donde puede producirse una influencia del campo de irradiación de una bobina, una etapa completa u otro elemento. En tal caso la solución es muy simple, pues basta doblar una aleta a la chapa cuyas medidas estarán ya determinadas y colocarla co-

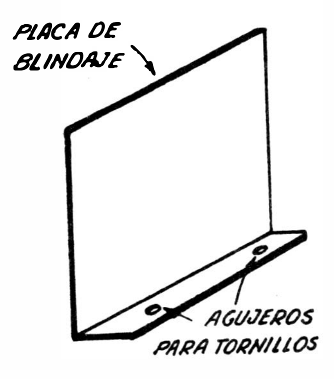


Fig. 255. — Para asegurar al chasis una chapa de blindaje se le dobla una aleta.

mo indica la figura 255. Con tornillos o remaches se fija al chasis general.

Otro problema que debe resolver el aficionado es el de hacer agujeros en el chasis o en las chapas de blindaje. Generalmente los agujeros chicos son circulares y se hacen con el taladro hasta diámetros de 10 mm y con sacabotados para diámetros entre 10 y 30 mm. Para medidas mayores y para agujeros rectangulares hay que proceder de la manera que implique la menor pérdida de tiempo. Por ejemplo, para hacer un agujero circular grande, como sería el necesario para un instrumento a colocar en un panel, se procede como lo indica la figura 256. Primero se marca con el compás el agujero, luego se traza otro círculo unos 3 mm más adentro para servir de guía a la serie de agujeros chicos que se hacen en el contorno interno con $d = 6$ mm; luego, con la lima mediacaña se termina el borde del agujero.

Para hacer agujeros rectangulares y cuadrados

de dimensiones mayores que 30 mm de lado, se procede como indica la figura 257. Se marca el rectángulo y se hacen en dos vértices opuestos, parte interior, dos agujeros de 10 mm de diámetro; con la lima cuadrada se quita material según las zonas rayadas en la figura, en los dos vértices, y finalmente se corta con una hoja de sierra desde *A* hasta *B* y *C* y desde *D* hasta *B* y *C*, con lo que nos quedará terminado el agujero. Para agujeros menores de 30 mm de lado se hace el agujero redondo y con la lima cuadrada se quita material hasta obtener la forma debida.

En general, los agujeros chicos tienen diámetros uniformes. Por ejemplo, para tornillos de sujeción se hacen de 4 mm; para potenciómetros, de 10 mm; para zócales miniatura, 16 mm; para electrolíticos a rosca, 20 mm, y para zócalos de válvulas grandes, 30 mm. Otros casos se resuelven tomando la medida necesaria. Para transformadores, bobinas blindadas, capacitores variables, etc., hay que colocar esos elementos sobre el chasis y marcar los lugares en que van los agujeros de los tornillos o zapatas de fijación y los necesarios para pasar los cables.

Si se emplea chapa de aluminio para el chasis, blindajes, tabiques, etc., no hay que olvidar que no se pueden hacer buenas soldaduras y entonces las conexiones a masa se hacen a una barra ómnibus, o sea un alambre estañado de

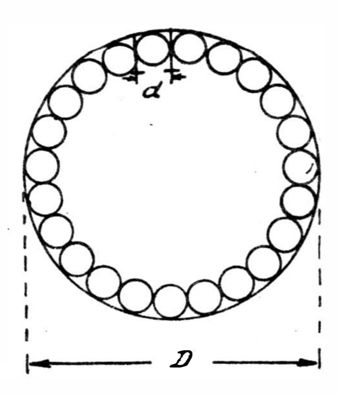


FIG. 256. — Para hacer un agujero grande se hacen muchos agujeros pequeños en la periferia.

2 mm de diámetro que se monta sobre puentes y se conecta al chasis en un solo punto mediante un buloncito y arandelas de presión.

Estas explicaciones pueden parecer insuficientes, pero hemos dicho que suponemos que los lectores tienen alguna experiencia en el armado de receptores comunes de radio, cosa que es necesaria para comenzar las tareas motivo de este libro.

Ajuste de antenas

Si recordamos las descripciones que hicimos sobre las antenas en los capítulos 12 y 13, especialmente en el último nombrado, tendremos presente que muchas veces una antena se instala

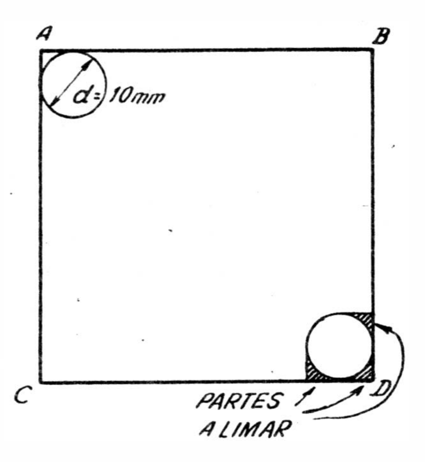


FIG. 257. — Para hacer perforaciones rectangulares se comienza con dos circulares pequeñas.

y no requiere ajustes pues no tiene elementos variables, pero otras veces, como en el caso de las antenas direccionales con elementos parásitos, hay ajustes por realizar.

Concretamente, tomemos las figuras 236, 237 ó 238 del capítulo 13 y veremos en ellas que cada elemento integrante de la antena, incluido el dipolo excitado, tienen trozos de caños deslizables en los extremos para ajustar la resonancia de los mismos en funcionamiento. En tal oportunidad dijimos que la operación se llevaba a cabo con un medidor de intensidad de campo colocado a cierta distancia de la antena, con cuyo aparato se podía trazar la curva de irradiación y ajustar la antena para óptimo rendimiento. El medidor de intensidad de campo ya ha sido descripto en la figura 244 de modo que podemos pasar a explicar el procedimiento.

La antena direccional puede ser fija o rotativa; si es fija, hay que determinar la orientación conveniente de acuerdo con la ubicación de la zona hacia la que se desea dirigir la irradiación. Ese problema es de índole geométrico, pues teniendo un plano o mapa se puede tener la dirección conveniente de irradiación y luego el dipolo debe tener una posición perpendicular a esa dirección. En las rotativas la dirección óptima se elige a voluntad en cada caso.

Pero el ajuste de los elementos de la antena debe ser hecho a máximo rendimiento en la frecuencia deseada. En los casos en que no hay

una frecuencia preferida sino que se usará toda la banda, el ajuste se hace a la frecuencia central de la banda. Como se puede deducir fácilmente, si colocamos un ondámetro o medidor de intensidad de campo un poco alejado de la antena y medimos la irradiación de ese punto, podemos ir haciendo ajustes de las partes deslizantes hasta lograr máxima indicación en el instrumento. La distancia de operación no puede ser muy chica y se especifica que no sea menor que cuatro longitudes de onda; por ejemplo, para la banda de 20 metros el ondámetro debe colocarse a no menos de 80 metros de la antena emisora.

Hay dos métodos típicos para realizar la operación antes esbozada: el *directo* y el *recíproco.* Si bien el segundo presenta una complejidad por requerir un aparato especial, los resultados obtenidos son mejores.

Ajuste por el método directo

El ajuste de antenas por el método directo no es otra cosa que lo que se ha venido mencionando al hablar de antenas y del aparato ya citado, y se ilustra en forma panorámica en la figura 258. El transmisor alimenta a la antena mediante la línea o cable y a la distancia debida se coloca el ondámetro; si disponemos de un operador auxiliar que nos haga señas desde lejos podemos ajustar los elementos de la antena según esas señas, pero más efectivo es utilizar el sistema de indicador remoto de la figura 244 y

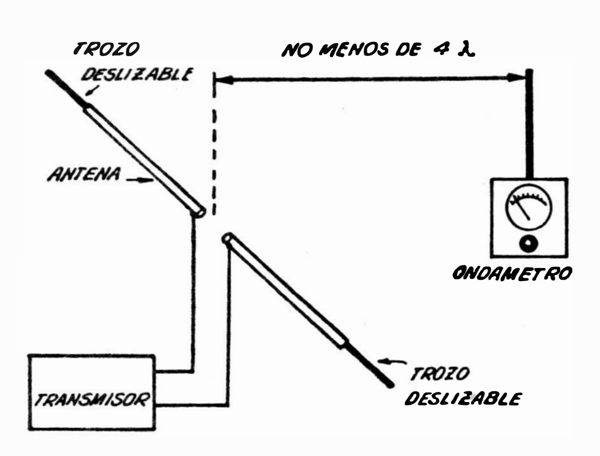


FIG. 258. — Forma de ajustar un dipolo mediante un ondámetro.

disponer del aparato en el lugar donde tenemos la antena para observar los efectos del deslizamiento de las piezas.

Es obvio que esta operación se hace con el transmisor funcionando, y se comienza por el dipolo excitado, luego sigue el reflector para eliminar la radiación posterior y por último el o los directores, para aumentar la radiación de punta; en todos los casos el corrimiento de los

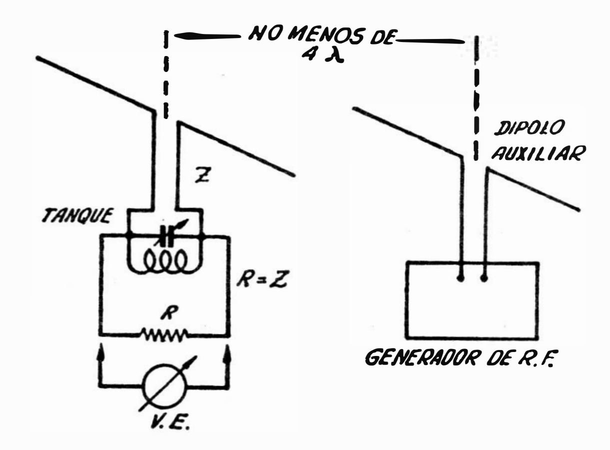


FIG. 259. — Forma de ajustar un dipolo mediante un generador auxiliar de R.F.

cañitos extremos debe ser igual para ambos en cada elemento. El procedimiento es tan simple que no es necesario que insistamos sobre el particular.

Ajuste por el método recíproco

La desventaja del método directo es que al hacer ajustes de la antena se varía la carga sobre el transmisor y debe retocarse la etapa final del mismo en cada paso de la operación. Por ese motivo resulta conveniente el método recíproco, en el cual el tanque del transmisor actúa como receptor y se coloca un pequeño emisor a cierta distancia. En la figura 259 vemos en forma sintética el procedimiento. Un generador portátil de R. F. se coloca a una distancia no menor de cuatro longitudes de onda del transmisor y le adosamos un pequeño dipolo orientado en forma paralela a la antena de transmisión que debemos ajustar; no es importante que este dipolo tenga las dimensiones de máximo rendimiento, pues puede trabajar en sub-armónicas, aunque así tenga menor rendimiento. Se trata de hacer una T de madera o caña, adosarle las dos ramas del dipolo y colocarle un trozo de coaxil de acoplamiento.

El generador de R.F. puede ser de alimentación portátil a pilas o, si disponemos de uno eléctrico, puede ser alimentado con un cable largo desde donde tenemos el transmisor. Inclusive, tenemos la posibilidad de tomar señal de R. F. del

propio transmisor mediante un cable coaxil y llevarla hasta el pequeño dipolo alejado. Aclaremos qua como el tanque final debe estar sin energía de R. F., debe tomarse señal de las etapas previas, pues la de potencia queda sin alimentar.

Pasando ahora al emisor, el tanque final debe cargarse con un resistor fijo cuya resistencia sea igual a la impedancia de la línea de acoplamiento, o sea que si esa línea tiene una impedancia Z, el valor de *R* debe ser igual a Z. Mediante un voltímetro electrónico medimos la tensión de R. F. en los extremos de la resistencia *R* y observaremos que ajustando los elementos deslizantes de la antena se producen variaciones en la indicación del voltímetro; lógicamente buscaremos el máximo de lectura.

El tanque de la figura 259 corresponde a un transmisor con tanque de la etapa final del tipo paralelo, pero lo mismo se procede en el caso de

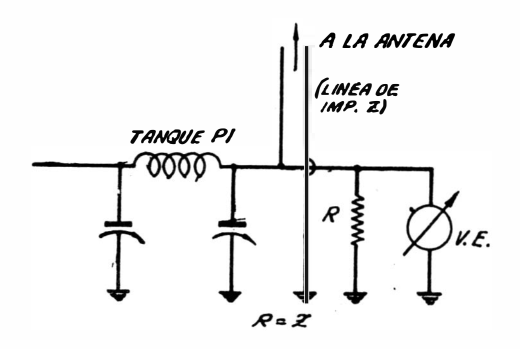


Fig. 260. — Caso de etapas de salida con tanque Pi.

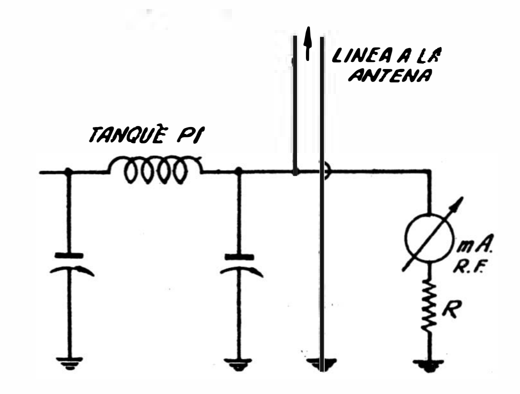


Fig. 261. — En lugar de voltímetro electrónico puede usarse un miliamperímetro de R.F.

las etapas finales con tanque *pi*, tal como lo muestra la figura 260. Se trata de derivar el resistor *R* entre el vivo y masa, puntos desde los cuales arranca el coaxil de acoplamiento de la antena.

Si el generador de R. F. utilizado tiene suficiente potencia, o si empleamos señal de R. F. tomada del mismo transmisor para llevarla hasta el dipolo alejado, puede emplearse un miliamperímetro de R. F. del tipo térmico en lugar del voltímetro electrónico. En ese caso ese miliamperímetro se conecta en serie con el resistor *R* de las figuras vistas. Tales resistores pueden ser del tipo de composición de 0,5 Watt de disipación. La figura 261 nos muestra la variante de usar miliamperímetro de R. F. en lugar de voltímetro electrónico.

Día 15

Hemos llegado al término de la tarea que nos propusimos, y los lectores que han seguido paso a paso las explicaciones y han releído las que no entendieron en la primera lectura pueden encarar el proyecto y construcción de sus equipos. Para tal fin se han dado numerosos ejemplos de circuitos aptos para estaciones de aficionados y para las bandas especiales, pero si encuentran esquemas en libros o revistas de la especialidad también pueden realizarlos, sobre la base de las explicaciones contenidas en este libro. Pero cada vez que se piense en construir un transmisor hay que saber si se lo puede usar, ya que no hay ninguna restricción para el uso de receptores como no sea la de no molestar a los vecinos con el sonido de excesivo nivel emitido por el parlante, pero en cambio hay reglamentaciones precisas para el uso de transmisores. En esta pornada nos dedicaremos a dar a conocer tales reglamentaciones así como otras cuestiones referentes a la emisión de señales radioeléctricas; dejamos sentado que cualquier modificación que aparezca en las reglamentaciones vigentes a la fecha debe ser tenida en cuenta por los lectores.

REGLAMENTACION PARA EMISORES DE AFICIONADOS

En un mundo civilizado no se puede concebir el uso indiscriminado del espacio con ondas radioeléctricas por razones similares a las que se consideran en la reglamentación del tránsito de vehículos en una gran ciudad. Desde que el espectro total disponible para emisiones es limitado y hay servicios públicos que prestar, para los aficionados se reservan bandas y dentro de ellas se establecen condiciones de uso. Es muy importante que el aficionado conozca bien las reglamentaciones vigentes para no contravenirlas pues se expone a las sanciones pertinentes, ante las cuales no puede alegar desconocimiento de su existencia.

Toda reglamentación para el funcionamiento de un emisor especifica la frecuencia utilizable, la máxima potencia permitida, el tipo de ondas y la forma cómo puede establecerse la comunicación, tipo de conversación, etc. Por otra parte es obligatorio el uso de la *señal distintiva* para poder identificar a la estación cuando está emitiendo. Nos ocuparemos primero de tal señal para pasar después a las reglamentaciones vigentes.

Señales distintivas

Para identificar a una estación radioeléctrica la misma debe mencionar al principio y al fin de la transmisión una combinación de números y letras que le corresponden y que pertenecen a un código internacional; por ejemplo, a las estaciones de aficionados en nuestro país le corresponden las dos primeras letras LU, seguidas de un número y después sigue una letra que indica la provincia, para terminar con una o más letras que corresponden a esa estación. Las dos primeras letras, que en algunos casos no son dos sino que puede ser una, o dos letras con un número, son el *prefijo* de la señal distintiva y en el cuadro adjunto se dan los prefijos para todo el continente americano. Así, cuando escuchamos una transmisión, por el prefijo podemos identificar inmediatamente el país de origen.

Para la República Argentina, damos un mapa con la letra que determina la provincia en que se halla la estación, letra que viene después del número que sigue al prefijo. Por ejemplo, una señal distintiva LU4H... pertenece a una esta-

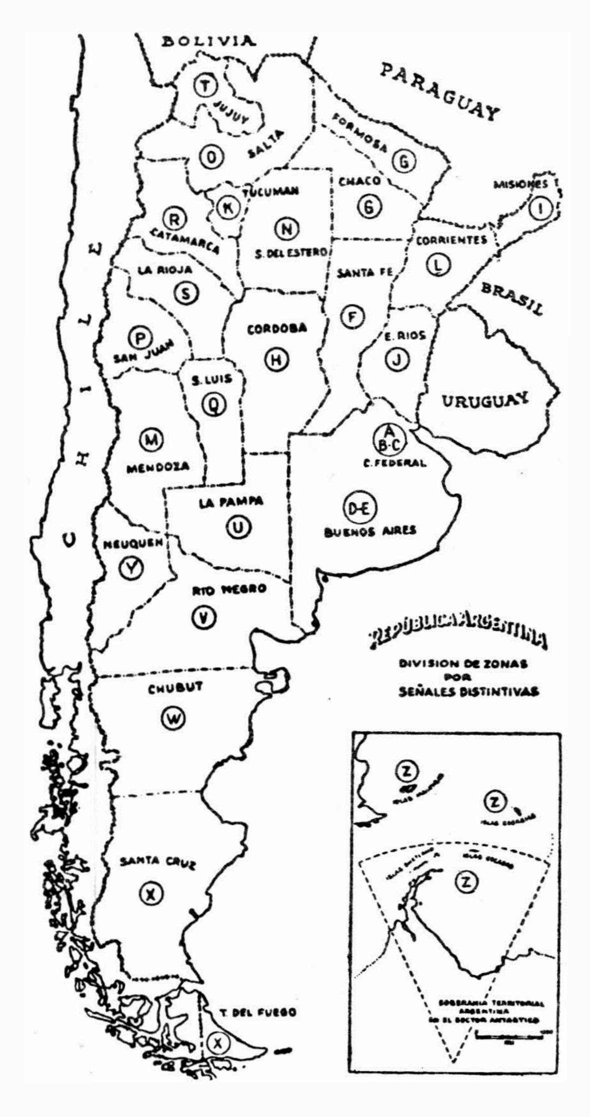
ción argentina (por el prefijo LU) que está ubicada en la provincia de Córdoba (por la letra H).

Los aficionados que deseen tener la nómina de estaciones de aficionados de América Latina pueden adquirir un libro que la contiene y que se llama *Guía Radio*. Hay otros libros que tienen carácter universal.

Calificación de las señales

Es común que un aficionado que está transmitiendo quiera saber de qué manera es escuchado por su corresponsal; para tal fin se ha establecido un código de tres letras, llamado *código RST*, que permite informar sobre la calidad de la señal recibida. El cuadro adjunto da ese código y, por ejemplo, si se nos informa que nuestras señales llegan R4-S7-T8 podemos ver en el cuadro que la señal con que llegamos hasta ese corresponsal es bastante buena.

R5- S6 - T9 -



Mapa de la República Argentina que indica las letras que aparecen en la señal distintiva de los aficionados para indicar la provincia en que está ubicada la estación.

CALIFICACION DE LAS SEÑALES POR EL CODIGO R-S-T

R — Legibilidad

1 — Ilegible
2 — Apenas legible, se distingue una que otra palabra
3 — Legible con dificultad
4 — Legible con poca dificultad
5 — Perfectamente legible

S — Intensidad

1 — Señales apenas perceptibles
2 — Señales muy débiles
3 — Señales débiles
4 — Señales aceptables
5 — Señales bastante buenas
6 — Señales buenas
7 — Señales moderadamente fuertes
8 — Señales fuertes
9 — Señales extremadamente fuertes

T — Tono

1 — Nota muy ronca y chirriante
2 — Nota de c.a. muy grave sin trazos de musicalidad
3 — Nota de c.a. de tono grave, ligeramente musical
4 — Nota de c.a. de tono grave suave, moderadamente musical
5 — Nota de modulación musical
6 — Nota modulada, algo silbante
7 — Nota casi de c.c. con algo de zumbido
8 — Buena nota de c.c. con muy poco zumbido
9 — Nota de c.c. pura.

PREFIJOS DE LAS SEÑALES DISTINTIVAS EN AMERICA

País	Señal	País	Señal
Alaska	KL7	Guatemala	TG
Antillas holandesas .	PJ	Guayana británica .	VP3
Argentina	LU	Guayana francesa ..	FY7
Bahamas	VP7	Guayana holandesa.	PZ
Barbados	VP6	Haití	HH
Bermudas	VP9	Honduras	HR
Bolivia	CP	Honduras británica .	VP1
Brasil	PY	Jamaica	VP5
Británicos, territorios	VP2	Martinica	FM7
Caimán	VP5	México	XE
Canadá	VE - VO	Nicaragua	YN
Colombia	HK	Panamá	HP
Costa Rica	TI	Panamá (canal) ...	KZ5
Cuba	CM - CO	Paraguay	ZP
Chile	CE	Perú	OA
Dominicana, rep. ..	HI	Puerto Rico	KP4
Ecuador	HC	Surinam	PZ
El Salvador	YS	Trinidad y Tobago .	VP8TE
Estados Unidos de América	W - K	Uruguay	CX
Guadalupe	FG7	Venezuela	YV

DISPOSICIONES REGLAMENTARIAS QUE RIGEN LAS ACTIVIDADES DE LOS RADIOAFICIONADOS ARGENTINOS

Las reglamentaciones son disposiciones oficiales que establecen la manera cómo pueden funcionar las estaciones de aficionados y las de bandas especiales. Luego, en esta materia solo podemos transcribir tales disposiciones y aclarar que son las que rigen en la fecha en que se escribe este libro y que por lo tanto queda a cargo del lector mantenerlas actualizadas. La simple lectura de la reglamentación informará suficientemente de todo lo que está permitido y lo que está prohibido y recomendamos atenerse estrictamente a ello.

Reglamento de Radiocomunicaciones

Art. 112. — (1) Las licencias o renovaciones de las mismas, para la instalación y funcionamiento de estaciones de aficionados, se otorgarán a las personas que las requieran para fines de estudio, experimentación o aprendizaje.

(2) Las estaciones de aficionado no podrán ser destinadas a usos que involucren fines comerciales, directos o indirectos, o que pudieran dar lugar a alguna retribución pecuniaria o en especie.

Art. 114. — A partir del 1º de enero de 1936, toda estación radioeléctrica de aficionado, que funcione en el Territorio de la Nación, deberá poseer como condición técnica mínima la de estar controlada a oscilador maestro y acoplada a antena de sintonía fija.

Art. 119. — Queda prohibida la transmisión de música, asimismo la transmisión de imágenes, salvo que medie una autorización especial.

Art. 120. — Los titulares de licencias de aficionado deberán llevar un libro especialmente destinado a registrar, prolijamente, las actividades de su respectiva estación. Dicho libro permanecerá en el local ocupado por el trasmisor y será exhibido cada vez que lo requiera el personal autorizado de la Administración General de Correos y Telecomunicaciones.

Art. 122. — La Administración General de Correos y Telecomunicaciones, cuando lo estime conveniente, utilizará el concurso de aficionados caracterizados por su seriedad y responsabilidad, para que colaboren en las tareas de contralor y fiscalización.

Art. 123. — (1) Las solicitudes para la obtención de estas licencias se presentarán a la Administración General de Correos y Telecomunicaciones y en ellas además de los datos que exija dicha Entidad se describirán el trasmisor y receptor a utilizar.*

(2) Solo se otorgará licencia de aficionado a aquellas personas que habiendo cumplido los 18 años de edad sean argentinos nativos o por opción, argentinos naturalizados con más de diez años en el ejercicio de la ciudadanía, o argentinos naturalizados que no teniendo esa antigüedad como tales hayan renunciado al beneficio optativo que les acuerda el Art. 21 de la Constitución Nacional.

NUEVAS CATEGORIAS DE AFICIONADOS

(Resoluciones 3306 MC del 22 de octubre de 1953, 3324 del 31 de diciembre de 1954 y 2164 del 14 de agosto de 1956)

Artículo 1º — A partir del día 1º de enero de 1954, las licencias para operar estaciones radioeléctricas de aficionados se dividirán en las siguientes categorías:

A — CATEGORIA SUPERIOR
B — CATEGORIA GENERAL
C — CATEGORIA INTERMEDIA
D — CATEGORIA NOVICIOS
E — CATEGORIA AYUDANTES DE AFICIONADO.

Reglamentación para estaciones de aficionados

ESPECIFICACIONES	CATEGORIA			
	NOVICIO	INTERMEDIA	GENERAL	SUPERIOR
	KHz KHz 3.500 a 3.525 A1 3.525 a 3.550 A1-A3 3.550 a 3.750 A3 MHz MHz 50 a 54 A1-A3 144 a 148 A1-A3 220 a 225 A1-A3 420 a 450 A1-A3 1.215 a 1.300 A1-A3 2.300 a 2.450 A1-A3 3.300 a 3.500 A1-A3 5.650 a 5.925 A1-A3 10.000 a 10.500 A1-A3	las anteriores más 7.000 a 7.050 A1 7.050 a 7.075 A1-A3 7.075 a 7.300 A3 14.000 a 14.150 A1 21.000 a 21.225 A1 28.000 a 28.200 A1	las anteriores más 28.200 KHz a 9.700 KHz en señales A3	las anteriores más 21.225 KHz a 21.450 KHz en señales A3
Potencia máxima	50 W	100 W	1 KW	1 KW
Requisitos exigidos	Examen de ingreso o ser estudiante técnico o presentado por entidades adheridas a la FARA. Edad 12 años	Examen telegrafía a 5 palabras Examen técnico Edad 16 años	Ascenso o Título de Ingeniero o técnico en Telec., dando examen técnico de telegrafía a 10 palabras.	Ascenso o Operador radio-telegrafista de 1a, o Certificado RAD de la FARA o Diploma Radio Veterano
Condiciones para el Ascenso	3 años antigüedad 100 comunicaciones comprobadas	Examen telegrafía a 10 palabras Examen técnico 1 año de antigüedad 100 tarjetas OSL o haber desarrollado actividades en 144 MHz	Examen de telegrafía a 15 palabras 1 año antigüedad 100 tarjetas QSL Haber publicado temas técnicos o Desarrollado actividades en 144 MHz o Haber obtenido 3 certificados de la FARA.	

Ayudante de aficionado

Art. 6º — Para la autorización de "AYUDANTE DE AFICIONADO" regirán los requisitos y facultades siguientes:

1. — *Requisitos para optar al permiso*

a) Ser familiar de un titular de licencia y habitar en la misma casa.
b) Ser argentino nativo, por opción o argentino naturalizado.
c) Presentar la documentación que al efecto se les exija.

2. — *Facultades*

a) Autorización para cooperar en las experiencias y observaciones que el titular de la licencia realice, pudiendo referirse únicamente a temas de carácter técnico.

3. — *Restricciones*

a) El "ayudante de aficionado" no podrá actuar habitualmente ante el micrófono de la estación como si fuera titular de la licencia.
b) El "ayudante de aficionado" sólo podrá actuar en la estación para la que ha sido autorizado.
c) Solo se autorizará un máximo de dos permisos de "ayudante de aficionado" por cada licencia.

4. — *Responsabilidades*

a) El titular de la licencia es responsable directo por la actuación del "ayudante de aficionado" en el éter.

5. — *Disposiciones generales*

Las autorizaciones de "ayudante de aficionado" tendrán carácter permanente y caducarán de hecho al cesar la autorización para el titular de la licencia.

ESTACIONES PORTATILES Y MOVILES DE RADIOAFICIONADO

(Resolución Nº 2153 SC - 25 noviembre 1960)

Artículo 1º — Autorízase el otorgamiento de licencias de ESTACIONES PORTATILES DE AFICIONADO.

Art. 2º — Para la licencia de estación portátil de aficionado regirán los requisitos y facultades siguientes:

1. — *Requisitos para obtener la licencia*

a) Ser titular de licencia de categorías General o Superior.
b) Probar poseer equipo en condiciones de funcionamiento.
c) Presentar la documentación que al efecto se le exija.

2. — *Condiciones que rigen su funcionamiento*

a) Dar previo aviso a la Dirección General de Telecomunicaciones mediante nota o telegrama, cada vez que se proyecte utilizar la estación portátil de aficionado por un período superior a veinticuatro (24) horas, a una distancia mayor de sesenta kilómetros del domicilio postal registrado para la estación, indicando:
   1) Lapso probable de funcionamiento.
   2) Lugar o lugares desde donde funcionará la estación.
b) Enunciar en forma habitual la señal distintiva, acordada al titular para la estación fija, con el agregado de "portátil" mencionando asimismo la zona desde donde emite.
c) La licencia debe acompañar en todos los casos al equipo emisor, de forma tal que pueda ser exhibida cada vez que sea requerida por la autoridad competente.

3. — *Disposiciones complementarias*

Para la renovación de las licencias de estaciones portátiles será requisito indispensable además de los trámites administrativos que correspondan, justificar actividad mediante la presentación del Libro de Guardia con las anotaciones al día.

REGLAMENTACION DEL SERVICIO GENERAL COMPARTIDO "BANDA CIUDADANA"

II. — Aspectos técnicos

1) Los equipos transmisores para establecer comunicaciones en el Servicio General Compartido podrán utilizar hasta cinco (5) vatios como potencia máxima de entrada a la placa o colector de la etapa de salida, empleando el sistema de doble banda lateral (DBL), con modulación de amplitud y efectuar emisiones del tipo A3 (telefonía), debiendo utilizarse control de frecuencia a cristal. Dichos equipos asegurarán —de acuerdo con el tipo de servicio que efectúen— la estabilidad de frecuencia que determina el Reglamento de Radiocomunicaciones, Ginebra, 1959 (Apéndice Nº 3).

2) Los equipos transmisores destinados a radioseñalización y control remoto solo podrán emitir portadora no modulada manipulada por pulsos, o modulada en amplitud por uno o varios tonos de frecuencia vocal, continuos o manipulados por pulsos. No podrán transmitirse ninguna clase de información o inteligencia, excepto lo indicado precedentemente y a los efectos del caso para el que se autoriza.

IV. — Distribución de canales

Distribuyéndose los canales establecidos en el punto 4) del capítulo II, para cada una de las categorías de licencias, de la siguiente forma:

1) Privadas:

Canal	*Mc/s.*	*Canal*	*Mc/s.*
Nº 2	26,975	Nº 12	27,105
Nº 3	26,985	Nº 13	27,115
Nº 4	27,005	Nº 14	27,125
Nº 5	27,015	Nº 15	27,135
Nº 6	27,025	Nº 16	27,155
Nº 7	27,035	Nº 17	27.165

Nº 8	27,055	Nº 18	27,175
Nº 9	27,065	Nº 19	27,185
Nº 10	27,075	Nº 20	27,205
Nº 11	27,085	Nº 21	27,215

3) Emergencia:

Canal	*Mc/s.*
Nº 1	26,965
Nº 22	27,225

Estos canales serán de uso exclusivo de la Secretaría de Estado de Comunicaciones para efectuar tráfico de emergencia.

4) Radioseñalización y control remoto: 26,995 27,045 27,095 27,145 27,195 Mc/s.

V. — Obtención de licencias

1) Para intervenir en el Servicio General Compartido, los interesados presentarán una solicitud que a tal efecto proveerán la Dirección General de Telecomunicaciones y los Distritos y sus oficinas dependientes. Este formulario tendrá carácter de declaración jurada.

2) Las licencias referidas en los puntos 2) y 3) del capítulo III, que intervengan en un sistema, tendrán vigencia hasta tanto se habilite algún servicio público que permita satisfacer las necesidades de comunicación que diera origen al pedido de licencia.

3) Hasta tanto la Secretaría de Estado de Comunicaciones, por intermedio de la Dirección General de Telecomunicaciones, acuerde la autorización gestionada no podrá instalarse ni ponerse en funcionamiento ninguna estación radioeléctrica y/o sistema irradiante.

4) Las licencias que se acuerden tendrán validez por el término de tres años y serán renovables, a petición del interesado, por un período igual.

5) Las estaciones de la categoría Privada podrán contar con un segundo operador que a tal efecto se autorice a solicitud del titular. En este caso, ambos serán responsables solidariamente por las transgresiones a las disposiciones en vigor, aunque las cometieran individualmente.

6) Sin previa autorización de la Dirección General de Telecomunicaciones no podrá transferirse, cederse, trasladarse ni modificarse las estaciones radioeléctricas.

7) Estarán exentos de autorización los equipos radioeléctricos que utilicen una potencia máxima de hasta 100 milivatios y que sean destinados a:

a) Realizar enlaces dentro de una misma propiedad;
b) control remoto de dispositivos u objetos por medio de la radio;
c) ser utilizados como juguetes.

No obstante, los equipos a emplear deberán ajustarse a las normas técnicas establecidas en los capítulo II y IV

VI. — Forma de operación

1) Antes de emitir, deberá verificarse si el canal a utilizar se encuentra libre, a fin de evitar interferencias a otros usuarios.

2) Para llamar se transmitirá no más de tres veces la característica de la estación llamada y luego la palabra "de" seguida de la característica de la estación que llama repetida también no más de tres veces. Este procedimiento se podrá repetir tres veces consecutivas, antes de ofrecer el cambio.

3) Una vez establecida la comunicación, en cada cambio deberá mencionarse la señal distintiva de la estación corresponsal y de la que se opera.

4) La señal distintiva deberá mencionarse sin el agregado de nombres complementarios.

5) Las comunicaciones que se cursen no deberán superar los tres (3) minutos de duración. En este lapso quedan incluidos los sucesivos cambios propios de cada comunicación. Si vencido ese lapso fuera necesario continuar una comunicación, tendrá que suspenderse la emisión apagándose el transmisor por espacio de un (1) minuto.

6) Cumplido el citado lapso de un minuto, la operación se reiniciará de acuerdo con las normas establecidas en los puntos precedentes.

VII. — Prohibiciones

Queda expresamente prohibido:

a) emplear una potencia superior a la establecida;
b) realizar enlaces con otras estaciones que no sean las corresponsales autorizadas;
c) ceder el uso de la estación o micrófono a personas no autorizadas expresamente;
d) omitir la señal distintiva de la estación que llama y la de su corresponsal en cada cambio;
e) agregar, a la señal distintiva que tiene asignada, nombres complementarios;
f) trasmitir música o cualquier otro sonido excepto lo previsto en el punto 2 del capítulo II;
g) efectuar pruebas de equipos o micrófonos y realizar emisiones de carácter experimental;
h) utilizar en las comunicaciones idiomas extranjeros;
i) emplear en el vocabulario expresiones reñidas con las normas de moral y buenas costumbres;
j) hacer comentarios de índole político, religioso o racial;
k) conectar a líneas telefónicas;
l) hacer servicio de correspondencia publica;
m) utilizar frecuencias que no sean las correspondientes al tipo de licencia acordada;
n) efectuar transportes de programas;
o) realizar interferencias intencionales.

INDICE GENERAL

Esta edición
se terminó de imprimir en los
Talleres Gráficos TALGRAF
Talcahuano 638 - Buenos Aires
Rep. Argentina en el mes de julio de 1978